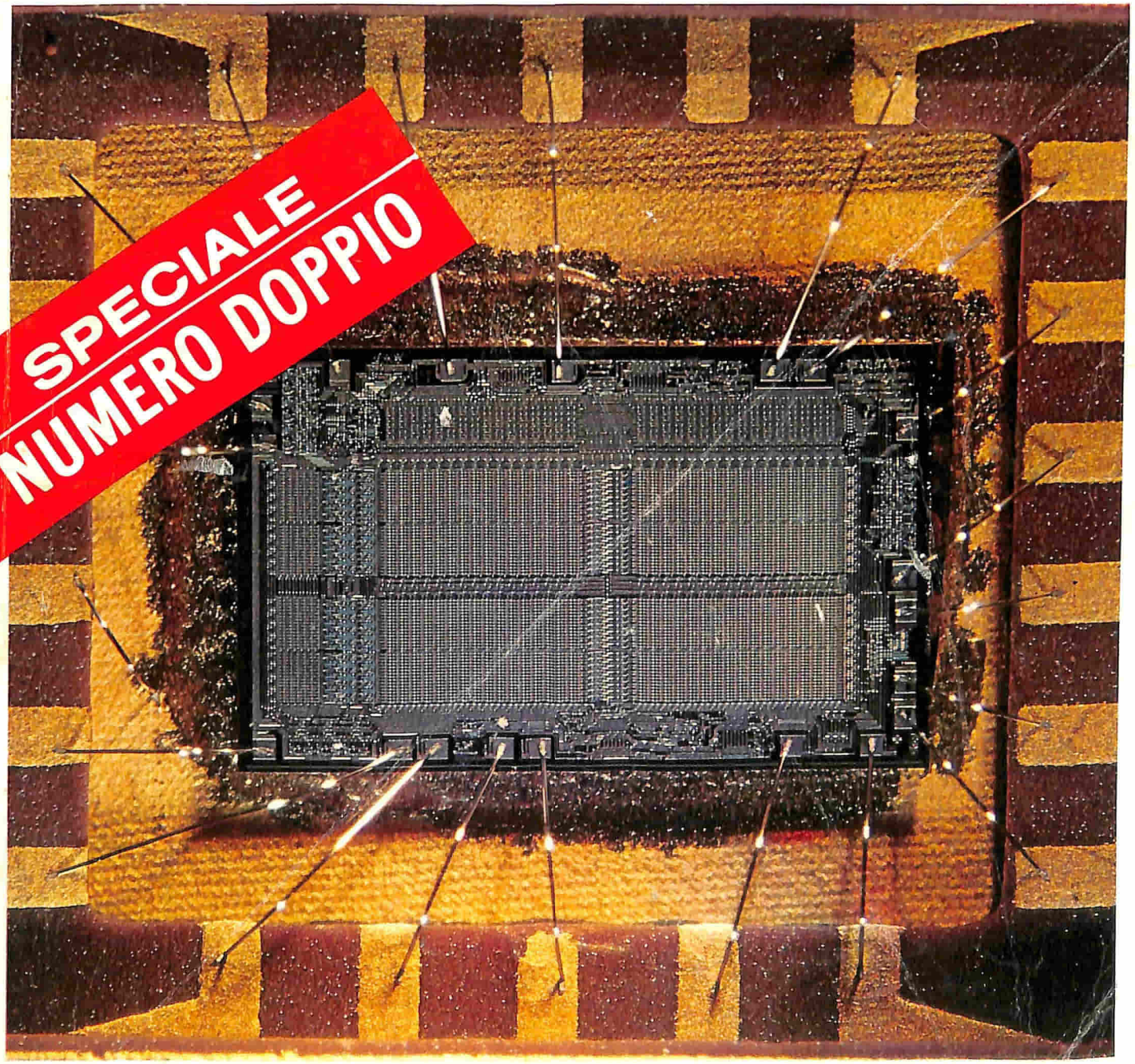
elettronica OGGI

RIVISTA MENSILE
DI ELETTRONICA,
MICROELETTRONICA
E AUTOMAZIONE PROFESSIONALE

7/8

LUGLIO
AGOSTO '76

Lire 2000



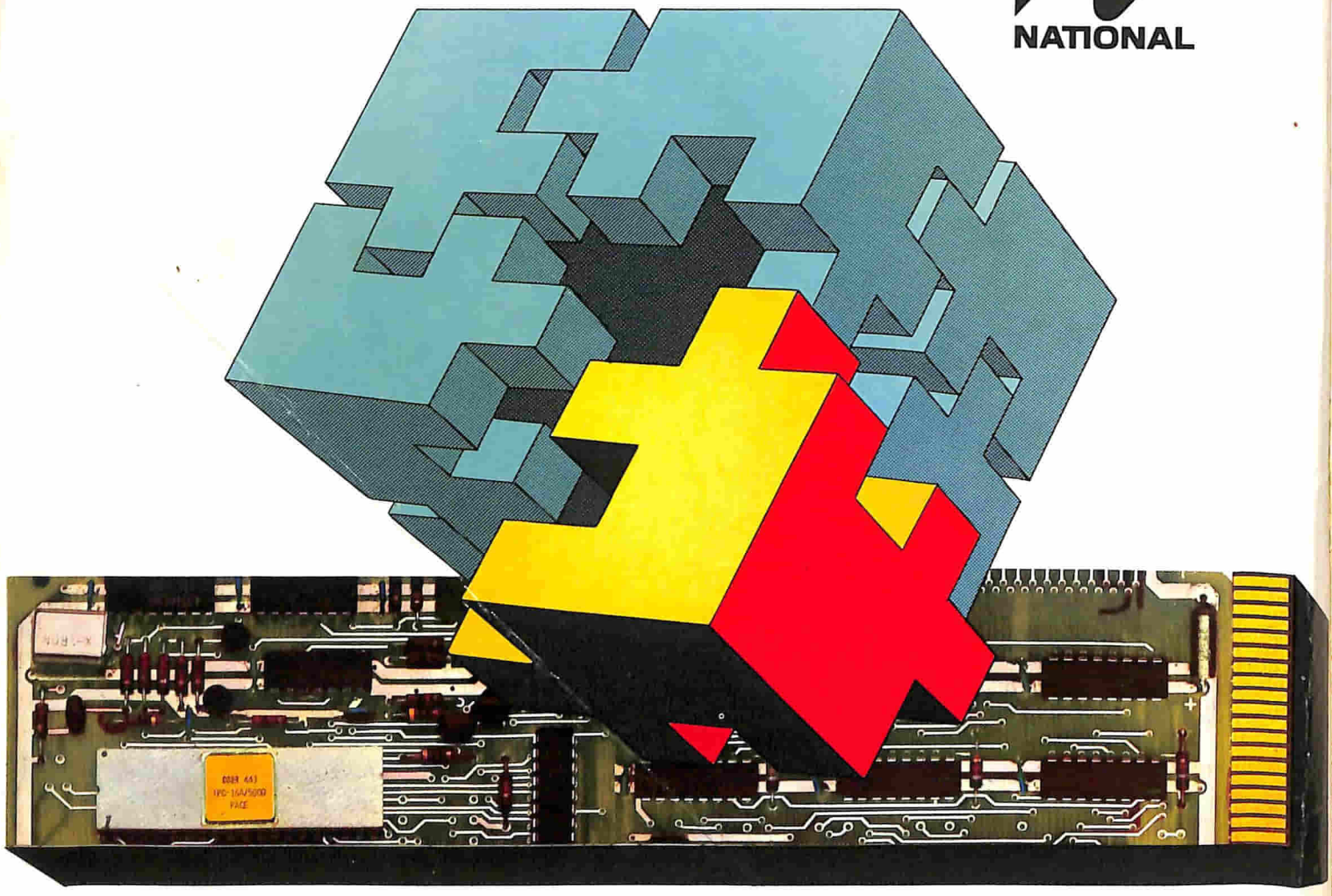
SPECIALE
NUMERO DOPPIO

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo 11/70

FERT11

per microprocessare non basta il microprocessore

NATIONAL



ADELSY offre:

consulenza
addestramento
assistenza tecnica
e ...
microprocessori **NATIONAL**

CONSULTANTS

ADELSY S.p.A. Milano 20149 - via Domenichino 12 - tel. (02) 4985051/2/3/4/5 - telex ADELSY 39423

Scientific Programmable

La prima calcolatrice scientifica veramente programmabile ad un prezzo accessibile a tutti

La programmabilità Sinclair supera i limiti delle normali calcolatrici scientifiche che sono legate al numero delle funzioni predeterminate.

La scientific programmable, dalle funzioni praticamente illimitate, è un vero e proprio computer in miniatura che saprà essere all'altezza di ogni situazione.

Programmabilità Sinclair: che cosa è, che cosa offre.

Al contrario delle comuni calcolatrici nelle quali ogni passo di calcolo richiede almeno una battuta di tasto, nella scientific programmable le operazioni e le costanti possono essere memorizzate nella giusta sequenza, pronte ad intervenire sulle variabili nel modo in cui sono state registrate.

Il compito dell'operatore si riduce alla semplice registrazione delle variabili adatte nei punti adatti.

I programmi possono essere desunti dal "Program library" in dotazione, oppure combinati dall'operatore; in entrambi i casi basterà premere i tasti nella sequenza equivalente al calcolo.
Questo significa:

- **prestazioni illimitate,** ogni funzione può essere programmata
- **notevole risparmio di tempo,** per calcoli iterativi si devono immettere solamente le variabili
- **sicurezza di calcolo,** elimina i possibili errori dell'operatore durante l'esecuzione del calcolo.

Il funzionamento può essere sia a batteria che a rete tramite alimentatore.

Ogni calcolatore ha in dotazione il "program library" con oltre 400 programmi standard, una batteria e il libretto di istruzioni per le funzioni preimpostate.

Le sue dimensioni sono: 156x77x33mm e il suo peso di 200g.

Caratteristiche:
- operazioni prefissate con logica polacca inversa
- gamma di esponenti da 10^{-99} a 10^{+99}
- operazioni "Upper and lower case"
- funzioni trigonometriche, in rad.: seno, coseno, arcotangente e loro derivate
- funzioni logaritmiche, in base 10, dirette, inverse e loro derivate
- memoria a tre funzioni
- funzioni algebriche

sinclair radionics Ltd

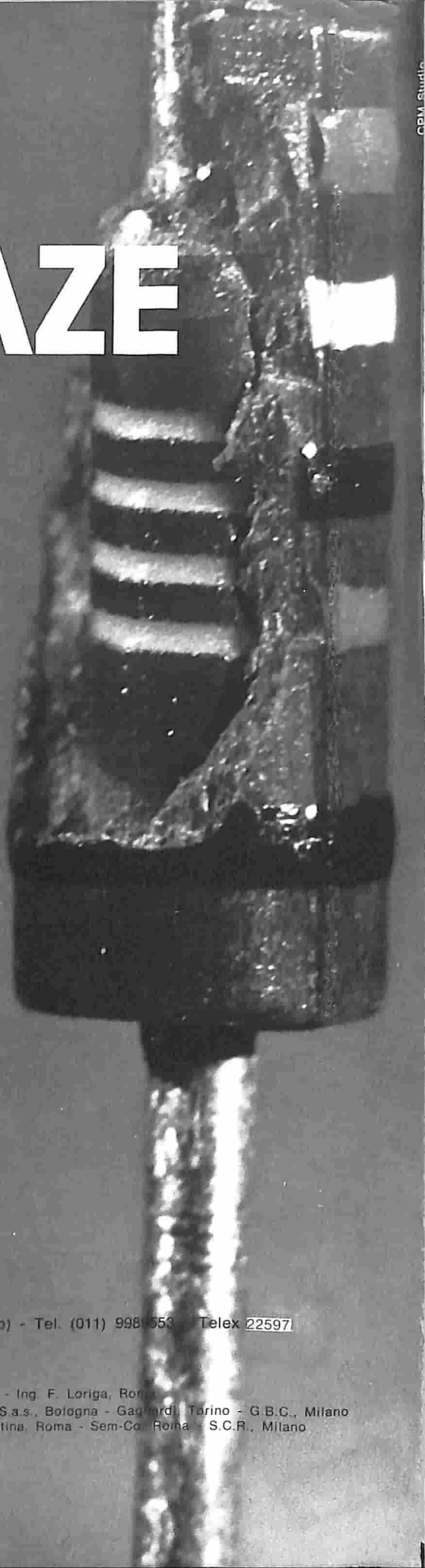
distribuite in Italia dalla GBC - Codice ZZ/9948-40

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. A 1** sulla cartolina

METAL GLAZE

NON UN PRODOTTO MA UN PROCESSO

FILM SPESSO METALLICO CON SUBSTRATO CERAMICO



ASSOLUTA AFFIDABILITA' MECCANICA

Il film spesso metallico consente la realizzazione di resistori stampati, con vantaggi di uniformità dimensionale e robustezza meccanica.

ASSOLUTA AFFIDABILITA' ELETTRICA

— Alta stabilità anche a regime impulsivo
— «Hot-spot temperature» più bassa rispetto a resistori costruiti con altre tecnologie
— Isolamento sicuro.

VASTA GAMMA DI APPLICAZIONI

I resistori Metal Glaze RG coprono una gamma vastissima di applicazioni con elevate prestazioni:

— valori ohmici	da 1 Ω	a 1,5 MΩ
— potenze	da 1/4 W	a 6 W
— tolleranze	da 1 %	a 5 %
— coeff. di temperatura	da 100 ppm/°C	a 300 ppm/°C

SEIMART COMPONENTI
Via Torino 177 - 10040 LEINI' (Torino) - Tel. (011) 998[illegible]53 - Telex 22597

Rappresentanti: Ing. G. Montaguti, Bologna - Ing. F. Loriga, Ro[illegible]
Distributori: Adelsy S.p.A., Milano - Adelsy S.a.s., Bologna - Gag[illegible]rdi, Torino - G.B.C., Milano
Marcucci, Milano - Radio Argentina, Roma - Sem-Co, Roma - S.C.R., Milano

LESA NEOHM

® Marchio di fabbrica della Seimart spa

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. A 2** sulla cartolina

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico:
Marcello Marongiu

Capo redattore:
Giampietro Zanga

Vice capo redattore:
Massimo Paltrinieri

Redazione:
Roberto Santini - Gianni De Tomasi
Ivana Menegardo - Francesca Di Fiore
Grafica e impaginazione:
Marcello Longhini - Dino Bortolossi

Collaboratori:
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Domenico Serafini - Mauro Ceri
Arturo Recia - Carlo Tomasini
Lucio Menin - Italo Mason

Laboratorio:
Angelo Cattaneo

Contabilità:
Franco Mancini - Mariella Luciano

Diffusione e abbonamenti:
M. Grazia Sebastiani - Patrizia Ghioni

Direzione, Redazione:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Telefoni 92.72.671 - 92.72.641
Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15 - 20123 Milano

Pubblicità:
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Piazza S. Marco, 1 - 20121 Milano
Telefono (02) 666.552

Autorizzazione alla pubblicazione
Tribunale di Monza
numero 238 del 17-11-1973

Stampa:
MATARELLI S.p.A. - MILANO
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
Via Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spedizione in abbonamento Postale
Gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.500
Numero arretrato L. 3.000
Abbonamento annuo L. 15.000
per l'Estero L. 20.000

I versamenti vanno indirizzati a:
J.C.E. Jacopo Castelfranchi Editore
Via Vincenzo Monti, n. 15 - 20123 Milano
mediante emissione di assegno bancario,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c Postale numero 3/56420
Per i cambi d'indirizzo, indicare,
oltre naturalmente al nuovo,
anche l'indirizzo precedente,
ed allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli

© TUTTI I DIRITTI DI RIPRODUZIONE O TRADUZIONE DEGLI ARTICOLI PUBBLICATI SONO RISERVATI.

elettronica OGGI
Mensile di elettronica, microelettronica
e automazione professionale

LUGLIO/AGOSTO 1976

SOMMARIO

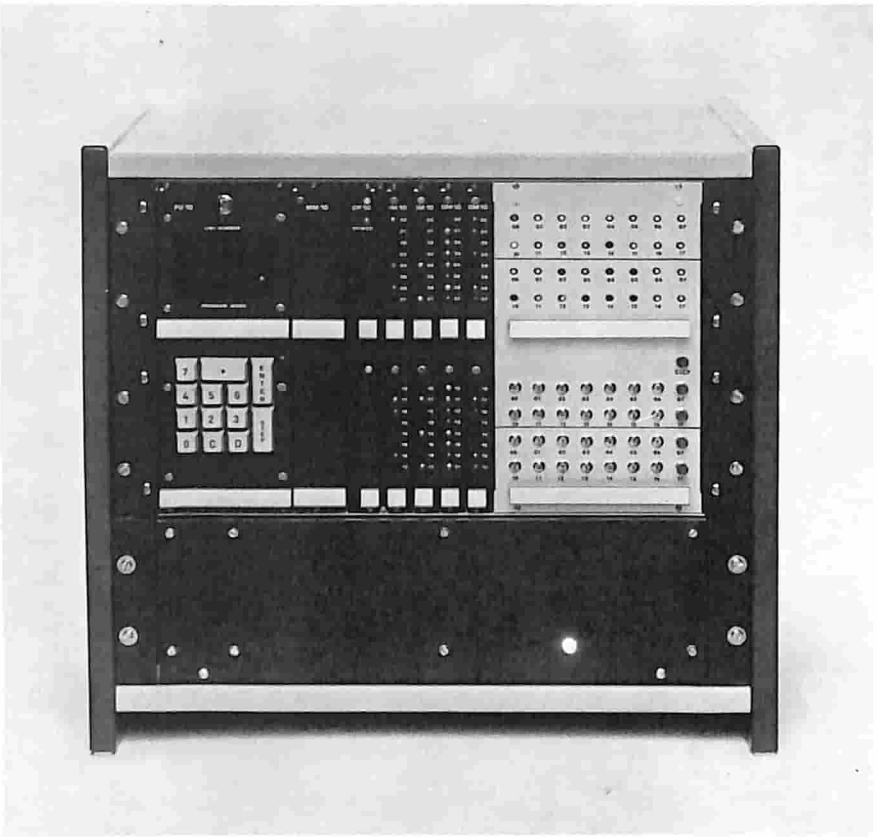
855 Philips + Signetics = un nuovo gigante nel campo dei semiconduttori
859 I diodi elettroluminescenti
867 Il problema dei termistori e del loro impiego
873 Filtri notch attivi
879 Registrazione e trasmissione di segnali con sistemi digitali
889 Come progettare circuiti di lettura per temperatura lineare
893 Segnali di disturbo irradiati dai calcolatori elettronici portatili
899 La misura dell'intermodulazione con il sistema del rumore bianco
903 Trasduttori piezoelettrici e loro applicazioni
907 Ionizzatore biologico incorporato in un radioricevitore
915 Corso sui microprocessori - VI lezione
927 La conferenza ginevrina sulle onde lunghe e medie
931 Flying Saucers - Reversible accelerators
951 Errori di misura e indeterminazione nei contatori elettronici
959 Il mercato italiano dell'industria elettronica secondo un'indagine USA
963 Generalità sulle periferiche
977 Informatica
985 Automazione
991 Nuovi componenti
997 Nuovi prodotti
1005 Rassegna della stampa estera
1017 Informazioni economiche
1021 Libri ricevuti
1023 Mostre, manifestazioni e congressi

INSERZIONISTI:

ADELSY	961	ERSA	976-872	IR	892	SEIMART	852
AURIEMA	858	EXAR	996	MBO	1016	SGS	926
BERNSTEIN	888	FLUKE	953-955-957	MECANORMA	1026	SINCLAIR	851-983
BEYSCHLAG	913	GBC	1025	PHILIPS	854	3M	975
B+K PRECISION	950	GREEMPAR	914	RCA	949	VIANELLO	1004
ELESTA	1022	HEWLETT-PACKARD		SCHAFFNER	891	ZEHNDER	928
ELMI	1006		871-925-984				

IN COPERTINA: Memoria RAM da 4096 bit realizzata dalla SGS-ATES.

...Dall'esperienza sui componenti al PLC: un sistema modulare di programmazione



Il PLC è un controllo programmabile con capacità di memoria base 1K espandibile fino a 4K. I punti di controllo sono 256 in ingresso e 256 in uscita con modularità base 16 ingressi e 16 uscite.
La filosofia costruttiva rende il programmatore applicabile a tutte le macchine che necessitano di un controllo automatico come ad esempio: macchine utensili, per imballaggi, per la plastica, tessili, transfert, catene di montaggio, macchine di qualsiasi genere, processi chimici, petrolchimici ed impianti di raffinazione.
Il sistema ha una configurazione minima base ed è espandibile a seconda delle prestazioni richieste.
E' possibile programmare direttamente da tastiera ed effettuare un controllo ed una prova del programma impostato. Il PLC viene venduto a parti staccate: singole unità, subrack ed alimentatore.

Dati tecnici principali

Capacità memoria base 1K - Max 4K
Punti controllo I (o) base 16 - Max 256
Memoria ritentiva
Moduli I/o disaccoppiati otticamente
Software booleano ottale
Programmazione direttamente da tastiera incorporata con controllo visivo del programma scritto

PHILIPS s.p.a. Sez. Elcoma - P.za IV Novembre, 3 - 20124 Milano - T. 6994

PHILIPS

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. A 3** sulla cartolina

PHILIPS

Philips + Signetics = un nuovo gigante nel campo dei semiconduttori

La Philips, acquistata quasi un anno fa la Signetics americana, si presenta oggi come una delle protagoniste nel mercato mondiale dei semiconduttori e dei circuiti integrati. È iniziata la riscossa dell'industria elettronica europea? Per rispondere a questo e ad altri interrogativi abbiamo intervistato l'Ing. Pierfrancesco Sacchi, Marketing Manager della Philips Elcoma, Settore Data Processing.

di G. Zanga

L'Ing. PierFrancesco Sacchi è nato a San Giustino Valdarno (Arezzo) il 26.10.1939. Laureatosi in Ingegneria Elettronica presso il Politecnico di Milano nel 1962, ha lavorato nel Laboratorio Ricerca e Sviluppo della Olivetti G.E. fino al 1966.
Passato poi alla Philips-Sezione ELCOMA — ha svolto vari incarichi nel marketing dei componenti; attualmente è il Marketing Manager per l'Italia del Settore ELCOMA - Data Processing, in cui sono inseriti anche i prodotti "Solid State" sia Philips che Signetics.

Domanda — A quasi un anno di distanza dall'acquisto della Signetics, sinceramente la Philips oggi ripeterebbe, se potesse, l'operazione?

Risposta — *Ritengo che pur con tutti i problemi, per altro ben previsti, di rodaggio che abbiamo sperimentato, oggi nessuno possa negare la funzione fondamentale e positiva che un tale accordo ha avuto per la Philips e per l'industria europea in generale.*

D. — Ci può chiarire questa Sua ultima affermazione?

R. — *La Philips, a differenza delle società americane, non ha creato nei vari paesi europei delle semplici filiali a immagine e somiglianza della casa madre. Le società europee del gruppo Philips specialmente quelle che si occupano di componenti sono immerse nel tessuto dell'industria nazionale del paese in cui agiscono, hanno sempre fabbriche in quel paese, molto spesso hanno nomi locali diversi da Philips come* **RTC** *in Francia,* **Valvo** *in Germania,* **Mullard** *in Inghilterra, sono considerate a tutti gli effetti anche dai Governi come ditte "nazionali". Ecco perché l'esperienza a cui la Philips con questa operazione ha avuto accesso, va a beneficio dell'industria europea nel senso più ampio del termine.*

D. — Dobbiamo perciò ritenere che la Philips avesse da imparare dagli americani?

R. — *La domanda forse semplifica troppo la situazione nel campo dello "Stato Solido". Direi che nel campo della ricerca pura e di certe applicazioni l'Europa e la Philips in particolare non hanno certo da sfigurare nei confronti degli U.S.A. Vorrei citare il Nat. Lab., centro di ricerca pura della Philips, in cui possono operare circa 2000 ricercatori e che non è secondo a nessuno nel mondo per fecondità di scoperte e varietà di studi. Vorrei inoltre citare i superiori standard tecnici*

esistenti in Europa nel campo della TV colore e delle sue realizzazioni integrate nonché le prospettive nel campo della registrazione video.

D. — E perché allora tra le prime cinque industrie elettroniche di "Solid State" del mondo quattro sono americanr?

R. — *Bisogna riconoscere agli americani la preminenza nel campo della ricerca applicata. Inoltre, l'enorme sviluppo dell'informatica in USA è stato il fattore traente anche dell'industria dei componenti elettronici; almeno inizialmente; lo è tuttora anche se gli sviluppi iniziati per questa industria si stanno sempre più rivolgendo verso applicazioni per il consumatore come i calcolatori tascabili, gli orogoli, gli elettrodomestici, ecc.*

D. — Ma torniamo al nostro argomento, che cosa si aspettava la Philips comprando la Signetics?

R. — *Bisogna partire dalla situazione in cui il settore semiconduttori della Philips si trovava nel corso del 1974 e inizio 1975. Mentre la Philips era ormai al primo posto nel mondo come valore della produzione di semiconduttori discreti, la sua posizione nell'area dei circuiti integrati era meno brillante con l'unica eccezione delle applicazioni in Radio e Televisione e specialmente in TVC. La ragione è che non è pensabile di sviluppare circuiti integrati senza uno stretto contatto con gli utilizzatori finali degli stessi, che sono poi quelli che ne determinano il successo o meno. Ora, mentre come già accennavo prima l'industria elettronica europea è molto sviluppata tecnicamente e quantitativamente nel campo radio televisione, nel settore "Data Processing" che, salvo poche eccezioni, è poi quello traente per tutte le innovazioni tecnologiche e applicative dei circuiti integrati, l'Europa ha una funzione sussidiaria, almeno per le scelte di fondo, a quella degli USA... Tutto ciò senza tener conto della funzione innovativa che le commesse militari e spaziali svolgono negli USA a differenza dell'Europa dove è trascurabile. Si è così presentata la improrogabile necessità di essere direttamente presenti sul mercato americano non solo con unità produttive ma anche con una attività di ricerca applicata e sviluppo. Il modo più semplice era di rilevare una azienda preesistente che già avesse un nome e una tecnologia affermata.*

D. — E perché avete scelto proprio la Signetics?

R. — *La Signetics si presentava come la migliore scelta tenendo conto di tutti i fattori tecnici, economici e umani che venivano coinvolti nella operazione. Inoltre, la quasi completa complementarietà delle produzioni esistenti garantiva la possibilità di una facile e rapida integrazione.*

D. — Quali sono le reazioni del mercato a questa acquisizione?

R. — *Direi estremamente positive. Sia in Europa, dove ai prodotti Signetics già tecnicamente apprezzati veniva rapidamente garantito l'apporto di una capillare presenza dell'organizzazione di vendita e assistenza Philips Elcoma, sia negli USA, dove gli analisti finanziari rilevavano l'aspetto positivo del passaggio della Signetics dal gruppo Corning Glass al gruppo Philips che aveva il vantaggio di "capire" l'elettronica; per i clienti è di indubbio valore l'apporto di capitale e continuità garantita dalla Philips. E la migliore dimostrazione di questo sta nel fatto che la Signetics è ritornata in attivo nei primi 3 mesi del 1976 dopo i risultati negativi del 1975.*

D. — Abbiamo parlato del passato. Parliamo del presente e del futuro della Philips nel campo "Solid State".

R. — *In linea generale è facile dare un quadro della posizione Philips attuale; nel 1975, a livello mondiale, la Philips è stata prima nei semiconduttori discreti, quarta nei circuiti integrati, seconda nel "Solid State" complessivo. (Questo per quanto riguarda il valore delle vendite a terzi ed interne). È chiaro quale sarà la nostra politica nei prossimi anni: mantenere e consolidare il primato nei semiconduttori e migliorare la nostra posizione nei C.I. in modo da raggiungere il primo posto su tutto il "Solid State". La forte domanda che caratterizza in questi mesi il mercato americano e in parte adesso anche quello europeo ci consente di procedere con fiducia in quella direzione.*

D. — Con quali tecnologie la Philips ritiene di poter raggiungere questo obiettivo?

R. — *Direi che quasi tutte le tecnologie dello stato solido che hanno un qualche rilievo, o sono da noi già applicate o sono comunque in nostro possesso. Più importante mi pare comunque il problema di come coordinarle allo scopo di offrire al mercato i prodotti di cui necessita. A tale scopo la nostra organizzazione sia di vendita che di applicazione è divisa per mercati di utilizzazione, il che ci consente di cogliere le esigenze globali di ogni settore di mercato per ottenere attraverso le funzioni di marketing e quindi la fabbrica, gli sviluppi necessari a soddisfare in modo globale quella esigenza. Non dimentichiamo che la Philips produce anche tutti i componenti al di fuori dello stato solido, e se svilupperà ad esempio, un integrato che abbisogna in ingresso di un quarzo di 8 MHz, svilupperà contemporaneamente al C.I. anche il quarzo offrendo al cliente, diversamente da molti altri concorrenti, una soluzione completa.*

D. — Ma ci saranno delle tecnologie e delle applicazioni che la Philips ritiene più significative per il proprio sviluppo a medio termine.

R. — *Certamente, ne posso citare un certo numero e preferirei farlo in relazione ai settori di mercato dove ne vedo la maggior importanza.*

D. — Benissimo. Prendiamo ad esempio il *mercato Data Processing.* **Cosa ritenete essenziale?**

R — *Nel campo della logica tradizionale i circuiti TTL Low Power Schottky saranno il fattore dominante sul mercato nei prossimi anni. Con la*

loro dissipazione ridotta di un fattore da 5 a 10 rispetto ai TTL standard con i quali sono comunque intercambiabili, portano dei vantaggi in termini di alimentazione e reliability che gli utilizzatori non vorranno perdere. Nel 1980 il volume di produzione della L.P.S. TTL avrà già uguagliato quello della TTL tradizionale ed i prezzi già oggi differiscono solo del 10-15%. Per una fascia delle applicazioni più veloci, le tecnologie ECL sia per la logica che per le memorie avranno un loro peso. Per gli sviluppi più moderni delle CPU saranno importanti i Microprocessori bipolari ad alta velocità, di cui la gamma 3000 della Signetics è un primo esempio.

Per tutte le applicazioni infine saranno fondamentali le memorie: per le bipolari sia ROM che PROM che RAM, il catalogo Signetics è oggi probabilmente il più ampio esistente sul mercato. Un caso particolare di circuito vicino alle PROM è lo FPLA (Field Programmable Logic Array), un circuito molto importante per noi, che consente di realizzare somme di prodotti logici programmando determinati fusibili interni al circuito, e che nella nostra versione consente di realizzare con un solo integrato (82S100) fino a 8 uscite funzioni di 16 variabili di ingresso con un massimo di 48 prodotti logici. Per le MOS, le RAM 4K a 16 e 22 pin saranno da noi fornibili in quantità già dalla metà 1976. Nelle unità periferiche, i microprocessori MOS N channel, come il Signetics 2650 e gli altri che lo seguiranno, saranno la soluzione più adeguata. La Signetics in questo campo propone anche soluzioni originali al problema sempre più importante delle comunicazioni tra macchine presentando il 2652 "Universal synchronous receiver and transmitter".

Per quanto riguarda i semiconduttori discreti sono importanti per questo mercato i transistori di potenza per alimentatori a commutazione (serie BUX 80/82/84/86) e i transistori Darlington per applicazioni di interfaccia. A questo proposito vorrei far notare come i nostri Darlington di potenza in TO-220 abbiano il chip "Hard soldered" al dissipatore garantendo la migliore affidabilità del dispositivo.

D. — E il *mercato Telecomunicazioni* **ha degli aspetti diversi?**

D — *Per quanto riguarda le applicazioni logiche sia in commutazione che nel PCM valgono le stesse considerazioni fatte prima a proposito della Low Power Schottky e della ECL e delle memorie. Nelle applicazioni lineari vorrei citare tra i circuiti più recentemente introdotti, il giratore TCA 580 che consente di realizzare filtri audio senza induttanza, il "compandor" NE 540 per telefonia, il circuito per telefono a tastiera (realizzato con la tecnologia I^2L (Injection Logic) che è nata contemporaneamente nei laboratori di ricerca Philips e IBM. Per quanto riguarda i semiconduttori, a tutti è nota la posizione preminente della Philips nel campo delle alte frequenze sia di piccola che di alta potenza con i dispositivi più adatti nei campi ricetrasmettitori VHF, UHF, SSB, transposers TV VHF, UHF, amplificatori larga banda a basso rumore. Inoltre, l'introduzione da parte della Philips del contenitore miniatura SOT 23 per i transistori e SO-8/14/16 per i C.I. ha consentito l'utilizzazione ottimale delle tecnologie ibride sia thin film che thick film facilitando al massimo il montaggio dei componenti attivi. L'impiego poi, già attuato, della metallizzazione in oro del chip (invece dell'alluminio) nei dispositivi Philips destinati a tale mercato ha consentito il raggiungimento di un livello di "vita utile" adeguato alle esigenze del mercato telecomunicazioni e non inferiore a quello dei dispositivi tradizionali in contenitore metallico.*

D. — E il *mercato Industriale* **cosa richiede?**

R. — *Nelle applicazioni logiche ritengo che le serie Philips LOCMOS 4000, versione più moderna, sicura verso i disturbi e affidabile della tradizionale CMOS, rappresenti una logica soluzione. In questa serie contiamo già 84 circuiti e la estendiamo al ritmo di circa 30 circuiti all'anno. Ma lo sviluppo più interessante lo avrà il microprocessore. Il Signetics 2650, ad 8 bit, canale N, statico con una sola tensione di alimentazione +5 V riteniamo sia la soluzione più semplice per una vasta gamma di applicazioni industriali. Un apporto completo sia di software che di hardware è già disponibile ed è già annunciato un sistema completo chiamato TWIN che consentirà con la massima facilità la progettazione e la verifica pratica del funzionamento di un sistema che impiega il microprocessore. Nel campo dei C.I. lineari, la gamma Signetics è vastissima e consente la scelta più adeguata. Nel campo poi dei semiconduttori discreti, ricordo la gamma completa di diodi, thyristor e triac fino a 60 A del catalogo Philips nonché i transistori di potenza veloci per alimentatori a commutazione, già citati. Inoltre ritengo interessanti per questo mercato i grossi visualizzatori LED a 7 segmenti tipo CQY 84 con cifre alte 18 mm.*

D. — Nel *mercato consumer* **la Philips ha sempre avuto una posizione di primo piano. Quale sarà la politica futura?**

R. — *Nel campo della TVC la Philips ha proseguito nella direzione di offrire da un lato la soluzione più semplice e integrata del decoder colore PAL con la seconda generazione di circuiti oggi in produzione, dall'altro la massima versatilità per soluzioni alternative come quella del decoder PAL/SECAM particolarmente richiesto in Italia.*

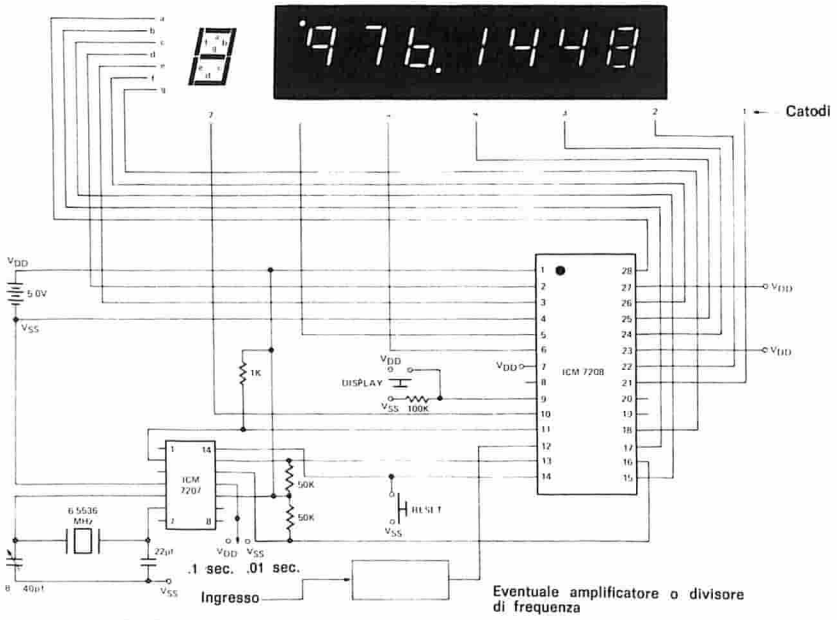
Per quest'ultimo è stato realizzato un nuovo circuito integrato (TDA 2530) che permette di realizzare le matrici RGB in modo semplificato. Abbiamo introdotto soluzioni nuove come per il circuito integrato di comando deflessione verticale che è un amplificatore in classe D, e per l'uscita video in classe B che consente mediante coppie di transistori complementari speciali sviluppati dalla Philips di risparmiare circa 20 W di potenza di alimentazione su un televisore a colori. Abbiamo introdotto una nuova generazione di amplificatori I.F. video, il TDA 2540/41 con prestazioni nettamente superiori a quelle tradizionali e che in particolare incorporano il controllo automatico di frequenza e l'inversione dei punti bianchi; ciò rende molto meno visibile l'eventuale presenza di disturbi provenienti dall'esterno; infine abbiamo introdotto degli I.C.'s come il TDA 2640 e il TDA 2581 che permettono di ottenere in maniera semplice la realizzazione delle protezioni richieste da un moderno alimentatore per TVC. Abbiamo insomma consolidato la nostra tradi-

Intersil

ICM7208
CONTATORE CMOS A 7 DECADI

CARATTERISTICHE

- Utile come:
  a - Contatore
  b - Frequenzimetro
  c - Misuratore di periodo
- Bassa dissipazione durante il funzionamento < 10 mV
- Bassa dissipazione in standey < 5 mV
- 7 decadi di conteggio
- Ampio campo di tensione di alimentazione
  $2\ V \leq V_{DD} - V_{SS} \leq 6\ V$
- Pilotaggio diretto di 7 cifre led a catodo comune
- Memoria di Buffer
- Inibit interno all'ingresso
- Pin per test veloce
- Completamente protetto contro le cariche elettrostatiche



Caratteristiche del quarzo
$C_L = 12$ pf
$C_M = 15$ mpf
$R_S \leq 55$ ohms
$C_O = 3$ pf

FREQUENZIMETRO

AURIEMA ITALIA S.r.l.
Tel.: (02) 430602/437329/490231 - Telex: 39054
Via Domenichino, 19 - 20149 Milano

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. A 4** sulla cartolina

zionale preminenza nel mercato e nelle appplicazioni TV. Siamo inoltre oggi in grado di presentare soluzioni d'avanguardia per i sistemi di telecomando e sintonia digitale del televisore che già stanno diventando di attualità anche in Italia.

Ma non abbiamo dimenticato gli altri mercati consumer come la radio dove possiamo offrire integrati adatti per le soluzioni più economiche come per le più sofisticate. Per il mercato degli organi abbiamo realizzato circuiti speciali come il SAH 220, tone generator, in I^2L o come la linea di ritardo analogica TDA 1022 a 512 celle di ritardo. Per il mercato Hi-Fi abbiamo oggi preamplificatori a basso rumore e, a breve scadenza, amplificatori di potenza stereo completamente integrati. Nel campo dei dispositivi discreti non credo ci sia oggi applicazione consumer dove non siamo presenti con il semiconduttore più adeguato.

D. — Abbiamo esaurito tutte le possibili applicazioni?

R. — *No certamente, resterebbe da parlare di mercati come quello degli orologi e dell'automobile o delle applicazioni militari nonché di altre tecnologie o circuiti che non abbiamo citato ma il discorso diventerebbe troppo lungo.*

D. — Per concludere che cosa ritiene la Philips di offrire in più (o in meno) rispetto ai concorrenti sul mercato europeo e su quello americano?

R. — *Sul mercato americano la Philips Elcoma opera attraverso la Signetics che è una ditta perfettamente integrata nel tessuto americano e alla pari con tutte le concorrenti. Sul mercato europeo ed italiano in particolare riteniamo di offrire invece qualcosa di più dei nostri concorrenti e cioè tecnologie all'avanguardia, volume ed efficienza di produzione garantite dalla nostra dimensione mondiale, capillarità e stabilità della nostra organizzazione commerciale, di applicazione e di assistenza che è poi garanzia della comprensione delle esigenze del Cliente e della possibilità che esso ottenga il prodotto ottimale al momento giusto. Ed è poi questo il segreto del successo nell'elettronica.*

I diodi elettroluminescenti

Questo articolo chiarisce le principali nozioni fotometriche che possono essere applicate a questi nuovi componenti allo scopo di permettere al tecnico di utilizzarli nel miglior modo possibile. Vedremo infatti che le loro caratteristiche luminose permettono di istituire veri e propri paragoni con le lampade a incandescenza. A questo aspetto fisiologico aggiungeremo notizie che si riferiscono alla struttura e alle applicazioni pratiche. Renderemo noto, infine, qualche studio effettuato su questi elementi nei laboratori della R.T.C. (Philips) mettendo in evidenza una caratteristica molto importante e cioè la loro durata nel tempo.

di M. Guilleman

FISICA DELL'ELETTROLUMINESCENZA

Nozioni preliminari

Il LED è un dispositivo di visualizzazione a semiconduttore. È costituito da un diodo elettroluminescente che emette un raggio visibile la cui lunghezza d'onda è funzione del materiale utilizzato. Prendiamo per esempio il CQY24, molto caratteristico, che emette nel campo del rosso: i materiali utilizzabili fra i composti III-V emittenti nel rosso, sono:

il $Ga\ As_{(1-x)}\ P_x$;
il $Ga_{(1-x)}\ Al_x\ As$;
il Ga P.

Il materiale utilizzato per la realizzazione del diodo elettroluminescente CQY24 è fosfuro-arseniuro di gallio, $Ga\ As_{(1-x)}\ P_x$, con una concentrazione di fosforo pari al 38%. La figura 1 rappresenta la variazione dell'ampiezza di banda, perciò rappresenta pure la lunghezza d'onda di emissione in funzione della composizione dell'arseniuro di gallio col fosforo.

La figura 2 illustra la struttura di banda dei materiali $Ga\ As_{(1-x)}\ P_{(x)}$.

Risulta, quindi, che si possono avere emissioni di luce se si hanno transizioni elettroniche da banda a banda. La lunghezza d'onda di emissione, essendo una funzione della banda "interdetta", si deduce dalla formula:

$$\lambda\ (\mu\ m) = \frac{1{,}24}{h\ \upsilon\ (ev)}$$

in cui: h = costante di Planck
c = velocità della luce
hc = 1,234

Con una concentrazione del 38% di fosforo, le transizioni sono dirette e la differenza fra le bande di energia è di 1,9 ev con una lunghezza d'onda di emissione di 6550

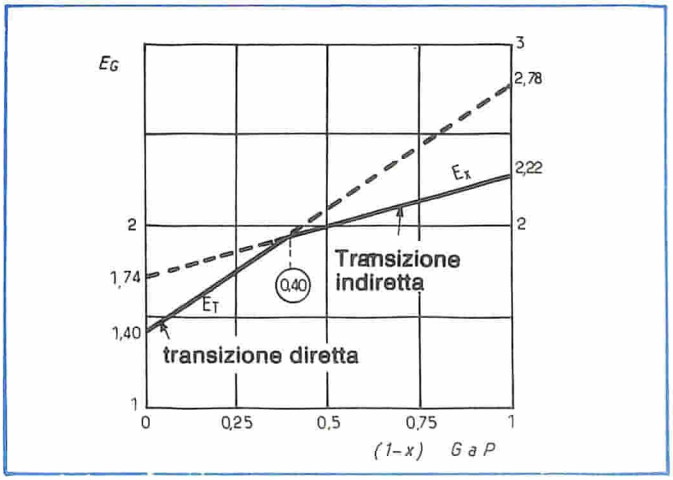


Fig. 1 - Influenza della concentrazione relativa del fosforo sulla larghezza di banda e sul modo di transizione.

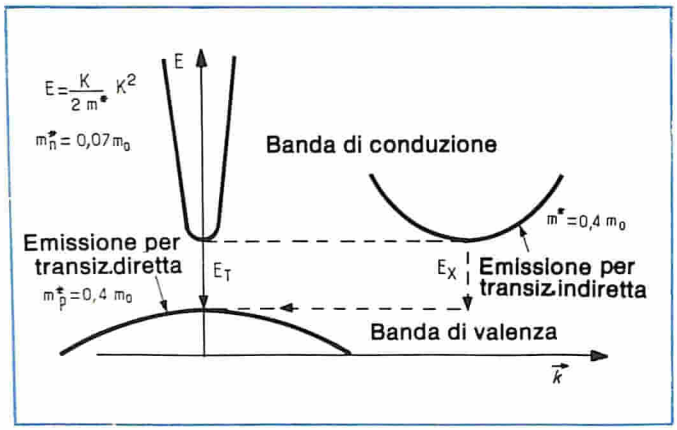


Fig. 2 - Rappresentazione delle strutture di banda per transizioni dirette e indirette.

Å. I meccanismi che possono creare questa transizione da banda a banda possono essere diversi, cionondimeno la soluzione più semplice da sfruttare, relativamente facile da mettere in opera, è l'elettroluminescenza per iniezione dei portatori in una giunzione.

Elettroluminescenza per iniezione dei portatori in una giunzione PN

Una notevole emissione implica una probabilità di transizione radiativa elevata e una grande quantità di portatori suscettibili di effettuare questa transizione. Il primo punto è realizzato utilizzando un semiconduttore con struttura a banda diretta, il secondo implica la creazione di un certo numero di elettroni liberi nella banda di conduzione e di fori nella banda di valenza, il che è possibile polarizzando in senso diretto una giunzione semiconduttrice.

La densità di elettroni nella banda di conduzione è ottenuta per drogaggio della regione N con impurità donatrici e la densità di fori liberi nella banda di valenza è determinata dal drogaggio della regione P con impurità accettrici. La struttura di questa giunzione PN è perciò classica e perché abbia delle ricombinazioni occorre vincere la barriera di potenziale che si trova nella zona di carica spaziale, la quale è un po' differente dall'altezza della banda "interdetta" del semiconduttore. Per la polarizzazione del diodo in diretta, si crea una iniezione di portatori perché la differenza di potenziale T necessaria ai limiti della giunzione è approssimativamente uguale alla larghezza di banda interdetta che è circa 1,8 V per il Ga As P. Questo meccanismo è illustrato nelle figure 3 e 4.

TECNOLOGIA

Il materiale di base utilizzato è uno strato epitassiale di Ga As P realizzato con epitassio in fase di vapore su un substrato di Ga As come si vede in figura 5. La giunzione PN elettroluminescente è realizzata per diffusione di una impurità di tipo P.

Caratteristiche fotometriche e struttura ottica del cristallo

— Caratteristiche spettrali

La luce emessa dal cristallo è una riga pressoché monocromatica di 400 Å di larghezza a mezz'altezza dello spettro di emissione di un diodo rosso Ga As P con lo spettro di sensibilità dell'occhio in visione fotopica (curva normalizzata CIE). Sullo stesso grafico sono state rappresentate la curva di responso spettrale di un fotodiodo infrarosso Ga As: in effetti, per certe applicazioni è possibile associare il LED CQY24 con un elemento fotosensibile avente per esempio lo spettro del silicio.

Nota

La curva di responso spettrale del silicio è una curva tipica che si può spostare principalmente verso il blu, in funzione della tecnologia utilizzata. Questa nota è ugualmente applicabile all'emettitore al Ga As il cui massimo di emissione si può spostare verso la lunghezza d'onda un po' più elevata e cioè verso i 9300 Å.

— Caratteristiche ottiche del cristallo Ga As P

Circa le proprietà interne del cristallo si deve dire che l'emissione di luce ha luogo nella zona in cui le transizioni sono massimali e per conseguenza la maggioranza dei fotoni dovranno attraversare la zona P e cioè la faccia del cristallo dalla quale è emessa la luce. In queste condizioni

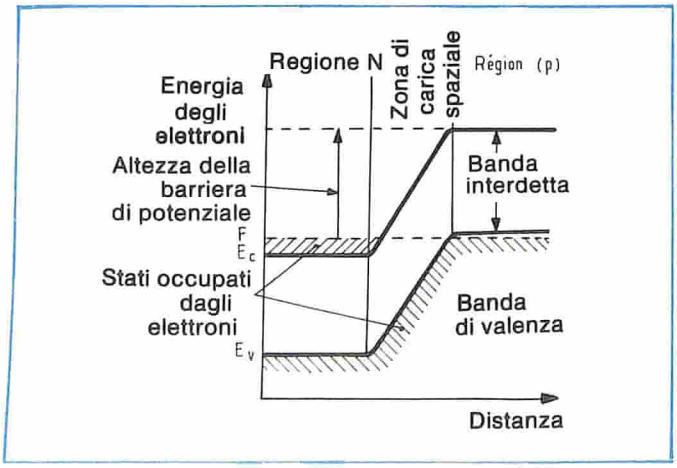


Fig. 3 - Giunzione PN in equilibrio.

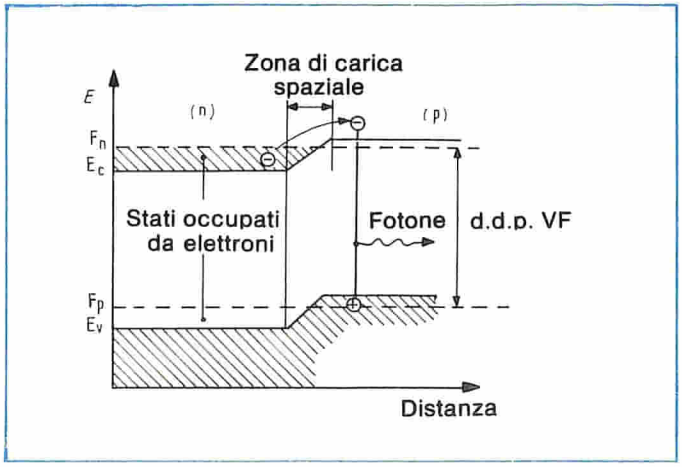


Fig. 4 - Giunzione PN polarizzata in senso diretto.

appaiono due fenomeni:

a) Assorbimento in funzione della distanza nella zona P.

Tutte le onde elettromagnetiche che si spostano in un mezzo omogeneo subiscono un assorbimento che è funzione del mezzo e della lunghezza d'onda dell'irradiazione. La legge di variazione è definita dalla seguente relazione:

$$|\varepsilon|^2 = |A|^2 \, \mathrm{esp}^{-\alpha x}$$

in cui x è la distanza

$$\alpha \text{ il coefficiente di assorbimento } = \frac{4 \cdot \pi \cdot \upsilon \cdot n \cdot k}{C}$$

$$\text{con la frequenza nel mezzo } \upsilon = \frac{C}{n \lambda}$$

n e k sono rispettivamente l'indice del mezzo e l'indice di assorbimento. Si vede chiaramente da quanto precede che la zona P deve presentare uno spessore il più sottile possibile e comunque non superiore a 3 o 4 μm.

b) Influenza del mezzo esterno sul rendimento del diodo.

L'indice del cristallo di Ga As P è elevato (n = 3,5 circa) e perciò solo i fotoni il cui angolo di incidenza con la normale è inferiore all'angolo critico in seno alla regione P possono uscire (fig. 7). Gli altri, aventi incidenza superiore, vengono riflessi nel cristallo.

Questo angolo critico è dell'ordine di 16°30' e in queste condizioni solo una piccola parte dell'energia fotonica creata dalla giunzione può uscire. Al di là di questi due angoli α_1 ed α_2 si ha riflessione interna.

Se, per contro, il mezzo esterno è un materiale trasparente alla radiazione con indice superiore a quello dell'aria, questo angolo critico aumenta e per conseguenza l'energia irradiata nel mezzo esterno al Ga As P aumenta nello stesso modo. Questo aumento di rendimento in rapporto a quello dell'aria (η_{aria}) può essere calcolato. Sia η_{diot} il rendimento del mezzo esterno di indice n_0 e sia n_1 l'indice del mezzo semiconduttore. L'angolo critico è dato da:

$$\mathrm{sen}\ \alpha = \frac{n_0}{n_1}$$

e l'aumento di rendimento da:

$$\frac{\eta_{diot}}{\eta_{aria}} = \frac{1 - \cos(\alpha)\,\text{diottro}}{1 - \cos(\alpha)\,\text{aria}}$$

Per beneficiare nell'aria di questo aumento di rendimento dovuto al diottro di indice superiore, occorre che questo adattatore abbia una forma ottica tale che tutti i

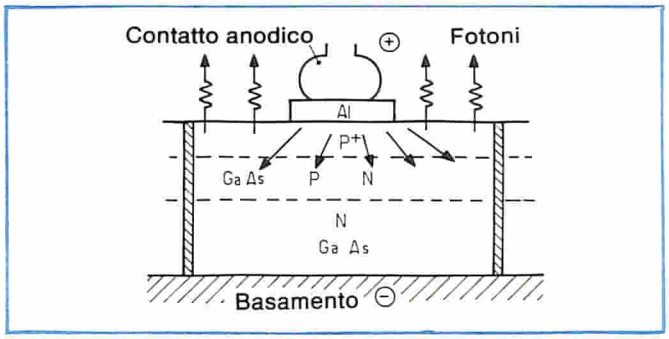


Fig. 5 - Struttura di un diodo di Ga As P.

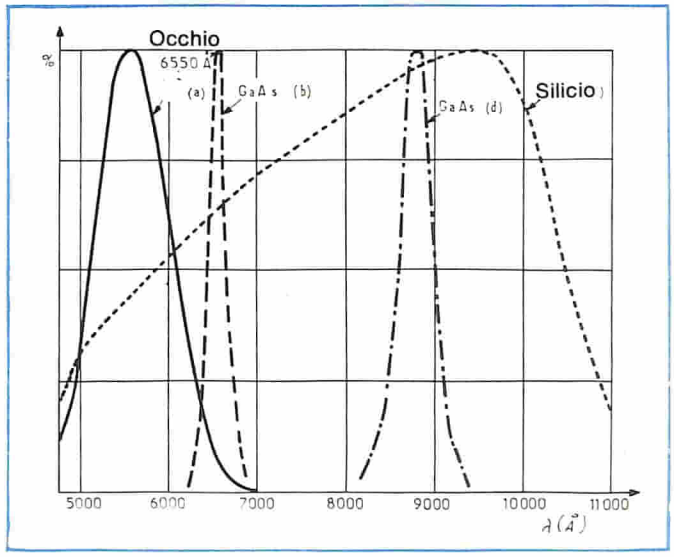


Fig. 6 - Rappresentazione spettrale di sorgenti differenti e di recettori: a) Occhio; b) Diodo rosso di Ga As P; c) Recettore silicico; d) Diodo infrarosso di Ga As.

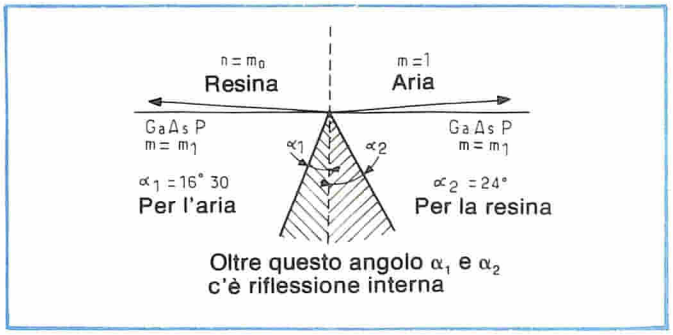


Fig. 7 - Influenza dell'indice esterno sull'angolo di emissione in seno al cristallo.

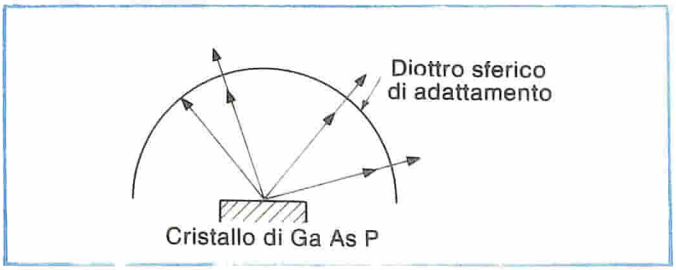


Fig. 8 - Il diottro sferico di adattamento permette di aumentare il rendimento del cristallo.

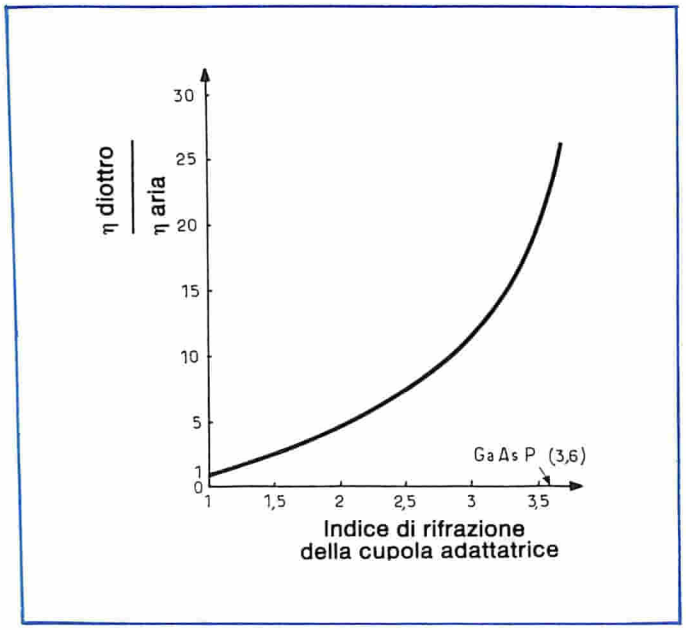


Fig. 9 - Variazione del rendimento esterno in funzione dell'indice di adattamento.

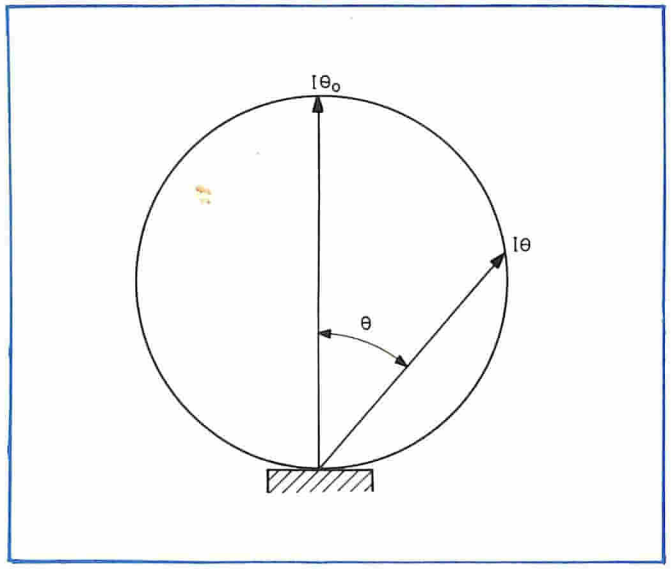


Fig. 10 - Distribuzione dell'energia per una sorgente lambertiana.

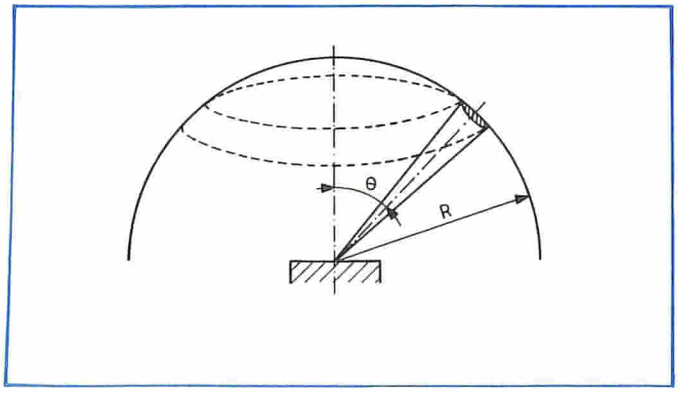


Fig. 11 - Procedimento di integrazione per il calcolo della potenza totale emessa.

raggi emessi dalla giunzione e passanti nel diottro possano uscire da quest'ultimo senz'essere riflessi. Una soluzione consiste nel piazzare il cristallo al centro di un diottro sferico e in tal modo con una cupola epossilica di indice $\eta = 1{,}59$ si ottiene una aumento teorico di 2,6 e pratico di 2,4 (fig. 8).

Nella figura 9 si può vedere l'aumento teorico del rendimento in funzione dell'indice della cupola di adattamento; cionondimeno esiste un limite tecnologico che sembra essere dell'ordine di 1,6 per questo indice. In effetti il materiale che possiede indice superiore ha generalmente il punto di fusione troppo alto per poter essere accoppiato con i cristalli di Ga As P oppure ha un cattivo comportamento termico.

Circa le grandezze fotometriche esterne al cristallo si deve dire che una giunzione luminescente è caratterizzata dal suo rendimento quantitativo esterno che è dato dalla formula:

$$P/I = \eta_{est} \frac{h\nu}{e}$$

che si può mettere sotto un'altra forma e cioè:

$$\frac{P\,(mW)}{I\,(A)} = \eta_{est}\,(\%) \frac{12{,}41}{\lambda\,(\mu m)}$$

Prendiamo ad esempio un cristallo nudo di Ga As P il cui rendimento quantico esterno è dello 0,1% (valore tipico) e calcoliamo i diversi parametri ottici:

a) Calcolo della potenza energetica totale emessa da $I_F = 20$ mA:

$$\frac{P}{I} = 0{,}1 \frac{12{,}41}{0{,}660} = 1{,}9\ mW/A$$

sia, per una corrente $I_F = 20$ mA, un flusso energetico Φ_e uguale a:

$$\Phi_e = 1{,}9 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^{-3} = 38\ \mu W$$

b) Calcolo del flusso luminoso $I_F = 20$ mA:
Sappiamo che per la lunghezza d'onda 5550 Å si ha la seguente equivalenza:

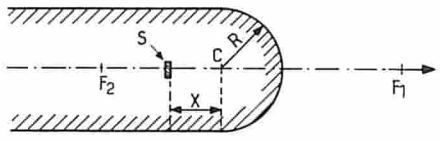
$$1\ W = 680\ lm$$

Se noi assimiliamo l'irradiazione del diodo di Ga As P a un'irradiazione monocromatica della lunghezza d'onda di 5550 Å, che per conseguenza corrisponde a un'efficacia dell'84% in rapporto al massimo di sensibilità dell'occhio otteniamo per questa lunghezza d'onda del diodo la seguente equivalenza:

$$1\ W = 57\ lm$$

perciò il flusso luminoso sarà uguale a:

$$\Phi_v = 38 \times 57 = 2{,}16\ mlm$$



Questo sistema ottico ha due fuochi:
F_1 posto a 3R da C
F_2 posto a —2R da C

Fig. 12 - Principio di un emettitore introdotto in un diottro sferico.

CALCOLO DELLA INTENSITÀ LUMINOSA

Richiamo preliminare

Abbiamo visto che l'emissione di luce avviene dalla faccia P; perciò la sorgente apparente della luce è localizzata sulla superficie corrispondente alla zona diffusa. Questa sorgente è lambertiana, conduttrice, per un cristallo nudo nell'aria, con un vettore intensità che segue la legge:

$$I_\theta = I_{\theta_o} \cos \theta \text{ (fig. 10)}$$

Per una sorgente di questo tipo è facile stabilire la relazione fra l'intensità nell'asse della giunzione I_{θ_o} e la potenza totale irradiata θ_v oppure θ_e. Il calcolo è il seguente:

Sia una semisfera centrata rispetto al cristallo di raggio R (fig. 11) e sia un elemento di superficie "ds" su questa sfera:

$$ds' = 2 \pi R^2 \operatorname{sen} \theta \, d\theta$$

Il flusso $d\Phi$ che attraversa questo elemento di superficie ds' è:

$$d\Phi \quad 3\frac{I \, ds'}{R^2} = 2 \pi I \operatorname{sen} \theta \, d\theta$$

sia ancora:

$$d\Phi = 2 \pi \, LeS \operatorname{sen} \theta \cos \theta \, d\theta$$

se Le è la luminanza energetica della sorgente ed S la superficie emissiva.

Integrando si ottiene il flusso totale Φ_e

$$\Phi_e = 2 \pi \, LeS \int_0^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{sen} \theta \cos \theta \, d\theta = \pi \, LeS$$

perciò:

$$\Phi_e = \pi \, LeS = \pi \, I \, (e \, \theta_o)$$

Nello stesso modo abbiamo:

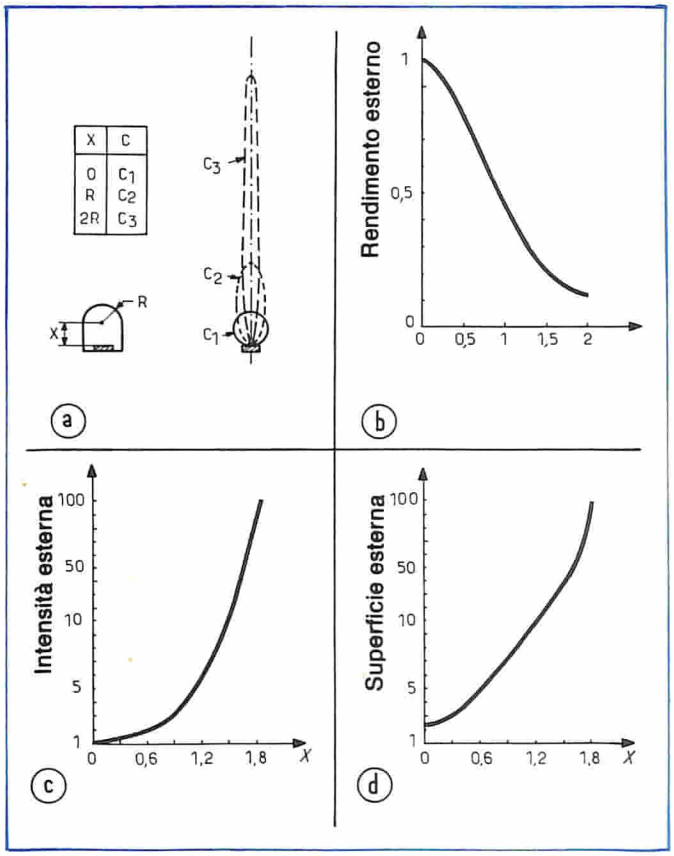


Fig. 13 - Influenza del posizionamento di un cristallo sul diagramma di emissione.
a) Variazione della potenza totale emessa in funzione della distanza del cristallo dal centro del diottro.
b) Variazione dell'intensità nell'asse, in funzione della distanza dal cristallo al centro del diottro.
c) Variazione della superficie apparente in funzione della distanza dal cristallo al centro del diottro.

$$\Phi_v = \pi \, I \, (v\theta_o)$$

Calcolo dell'intensità nell'asse

Nell'esempio precedente abbiamo visto che il flusso luminoso globale è $\Phi_v = 2{,}16$ mlm il che ci porta a un vettore intensità di:

$$I_F = 20 \text{ mA} \quad \begin{matrix} \Phi_v = 1{,}60 \text{ mlm} \\ I_v = 0{,}5 \text{ mcd} \\ L_v = 3450 \text{ cdm}^{-2} \simeq 1000 \text{ FL} \end{matrix}$$

$$I_{(v\theta_o)} = \frac{2{,}16}{\pi} \simeq 0{,}7 \text{ mcd}$$

Calcolo della luminanza

La superficie emissiva del cristallo è di $1{,}45 \times 10^{-3}$ cm^2 perciò la luminanza:

$$L_v = \frac{0{,}7 \text{ mcd}}{1{,}45 \times 10^{-3}} \cdot 10^{-4} \simeq 4800 \text{ cdm}^{-2}$$

$$L_v \simeq 1400 \text{ FL}$$

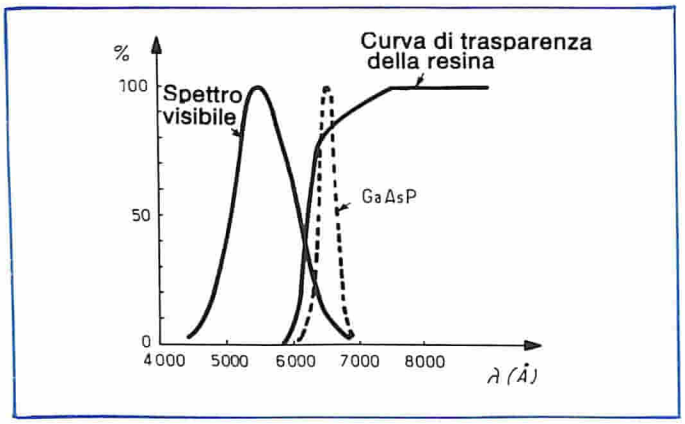


Fig. 14 - Natura della curva di trasparenza della resina del CQY46 in funzione della lunghezza d'onda.

Nota

Infatti questo calcolo non tiene conto dei collegamenti di anodo che occupano una certa superficie del cristallo; il flusso totale emesso è perciò un po' minore. Per un rendimento esterno dello 0,1% e per una corrente I_F di 20 mA nel diodo, otteniamo i parametri fotometrici seguenti:

Si esprime di solito la luminaza di un cristallo in rapporto alla densità di corrente nel diodo. In questo caso:

$$L_{v\,(A/cm^2)} \simeq F\ L/A\ cm^2$$

STRUTTURA OTTICA

Il diottro sferico

Immaginiamo una sorgente di piccola superficie in un diottro sferico, posizionata sull'asse di rivoluzione secondo la figura 12. Questo sistema ottico possiede due fuochi:

F_1 posto alla distanza 3R da C
F_2 posto alla distanza —2R da C

Si definisce X computandolo negativamente e riferendolo a R. In funzione della sorgente fra C ed F, fra i parametri luminosi esterni al diottro sferico e i parametri della sorgente adottata nel diottro, esistono le seguenti relazioni:

— Flusso emesso all'esterno del diottro

Sia $\Phi_{e\ diot}$ il flusso lambertiano emesso nel diottro. Il flusso esterno $\Phi_{e\ aria}$ è dato da:

$$\frac{\theta_{e\ aria}}{\theta_{e\ diot.}} = 2\ sen^2\ \theta max$$

θ_{max} è l'angolo limite diottro-aria ed è dato dalle relazioni:

$$1°)\ se\ 0 > X > -X_1 \rightarrow tang\ \theta_{max} = \frac{1}{X}$$

$$2°)\ se\ -X_1 > X > -X_2 \rightarrow sen\ \theta_{max} = \frac{1}{nX}$$

La prima limitazione fra 0 e X_1 è dovuta al fatto che non si tiene conto dei raggi che escono dalla parte cilindrica del diottro; la seconda limitazione fra X_1 e X_2 (X_2 corrisponde a 2R) è dovuta a una riflessione interna del diottro sferico che fa perciò intervenire l'indice.

— Intensità all'esterno nell'asse del diottro:

Sia: I_{θ_o} l'intensità nel diottro
I_{w_o} l'intensità risultante all'esterno del diottro

Avremo la relazione:

$$\frac{I_{w_o}}{I_{\theta_o}} = \frac{1}{(1 + [n - 1]\,X)^2}$$

— Calcolo della superficie apparente della sorgente:

Questa superficie è data dalla relazione seguente: S è la superficie della sorgente:

$$\frac{S_{app.}}{S_c} = \frac{n^2}{(1 + [n - 1]\,X)^2}$$

— Riassunto delle caratteristiche fotometriche per un sistema ottico a diottro sferico:

La figura 13a dà la caratteristica della ripartizione angolare dell'intensità per tre posizioni della sorgente in rapporto al centro C.

Curva 1) - La sorgente è posta nel centro del diottro, in C per cui X = 0.
Curva 2) - La sorgente si trova a mezza distanza tra il fuoco F_2 e il centro C.
Curva 3) - La sorgente si trova nel fuoco F_2.

Si vede che non vi è che una possibilità di aumentare l'intensità la quale è a detrimento dell'angolo di apertura utile dell'emettitore e della potenza totale irradiata. Le figure 13 b, c, d danno rispettivamente le leggi di variazione di questi parametri in funzione della distanza della sorgente dal centro del diottro (l'indice utilizzato è 1,5).

Questi parametri sono:

1) la potenza totale irradiata
2) l'intensità nell'asse del diottro
3) la superficie apparente nell'asse del diottro.

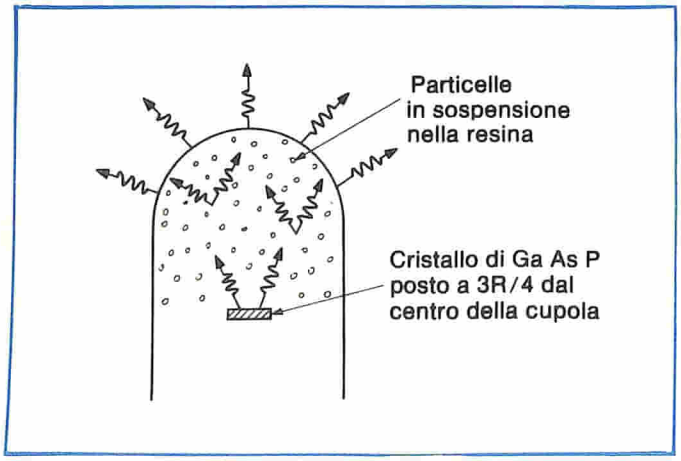


Fig. 15 - Struttura ottica del CQY24. Diffusione della luce fra le particelle in sospensione nella resina.

APPLICAZIONI PRATICHE

Struttura ottica del LED CQY47

L'influenza dell'indice del mezzo esterno al cristallo messo in evidenza precedentemente, viene ora studiato per tre tipi di LED: il CQY47, il CQY46 e i CQY24 e 24A.

Il cristallo è sistemato al centro di una cupola di raggio R = 2,54 mm avente l'indice di 1,565; in queste condizioni tutta l'energia irradiata nel diottro si propaga all'esterno.

Se con le suddette caratteristiche calcoliamo i parametri del cristallo incapsulato otteniamo i risultati seguenti:

Il flusso emesso dal cristallo nudo a 20 mA nel diodo è Φ_v = 1,6 mlm che, dopo l'incapsulamento diventa:

$$\Phi_{w\ diot.} = \Phi_{v\ aria} \frac{1 - \cos(\alpha)\ diottro}{1 - \cos(\alpha)\ aria} = 2{,}4\ \Phi_{v\ aria}$$

$$\Phi_{v\ diot.} = \Phi_{v\ ext.} \simeq 3{,}8\ mlm$$

Poiché il cristallo è posto nel centro del diottro, l'emissione resta lambertiana e l'angolo di vista è larghissimo: lo si definisce a mezz'altezza di intensità, e nel caso di una emissione lambertiana esso misura 120°. In queste condizioni si ha la relazione:

$$\Phi_v = \pi I_v$$

che ci dà l'intensità luminosa, che è uguale a:

$$I_v = \frac{3{,}8}{\pi} = 1{,}2\ mcd$$

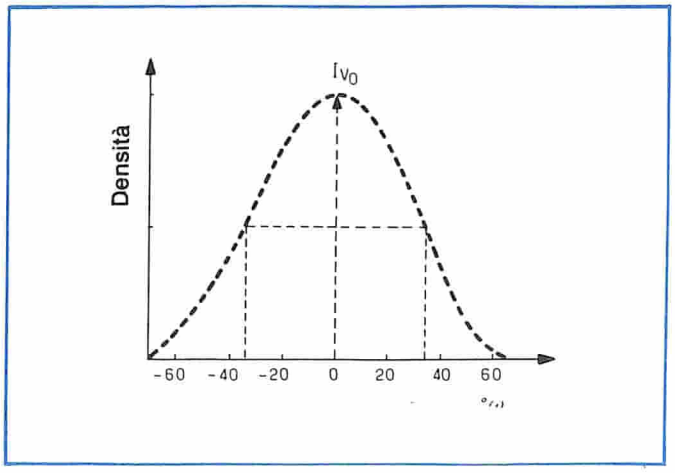


Fig. 16 - Diagramma di emissione del CQY24.

La superficie apparente è debole, di aspetto puntiforme perché l'ingrandimento è scarso. Essa è data da:

$$\frac{S_{app.}}{S_c} = n^2\ (X = 0)$$

Per una superficie di cristallo di $1{,}45 \times 10^{-3}$ cm^2:

$$S_{app.} = 2{,}4 \times 1{,}45 \times 10^{-3} = 3{,}5 \times 10^{-3}\ cm^2 = 0{,}35\ mm^2$$

Si può verificare che il valore di luminanza non sia cambiato e cioè, con la approssimazioni adottate, circa 3450 cd m^{-2} ossia 1000 FL.

Influenza della colorazione della resina del diottro

Sebbene la struttura ottica sia identica al CQY47, l'aspetto del CQY46 è differente a causa della colorazione della resina. Il rendimento luminoso è invece sensibilmente identico al CQY47. In effetti l'assorbimento della resina utilizzata alla lunghezza d'onda di emissione dei diodi elettroluminescenti è solamente del 20%. La figura 14 mostra la curva di trasparenza di questa resina; si vede subito che essa elimina una parte importante dello spettro visibile diminuendo così le emissioni parassite e, con l'occasione, aumentando il contrasto.

L'aspetto di questo LED è rosso cupo allo stato non conduttore. In funzionamento appare un punto luminoso di superficie e di luminescenza identiche a quelle del CQY47.

Struttura del LED CQY24

Questo LED, incapsulato nello stesso contenitore dei due precedenti, è il risultato di due proprietà ottiche differenti:

a) un ingrandimento ottico dovuto al posizionamento geometrico del cristallo in rapporto al centro del diottro.

b) un fenomeno di diffusione dovuto alla utilizzazione di una resina colorata diffondente.

Una tale soluzione permette di ottenere un LED che presenta l'aspetto di una larga macchia rossa perciò meno localizzata e meno puntiforme, soprattutto più gradevole all'occhio; perciò l'analisi ottica di questi LED può essere decomposta in due parti:

Prima parte - Influenza del posizionamento del cristallo

Il cristallo è posizionato a 3R/4 in rapporto al centro del diottro, il che conduce alle caratteristiche luminose seguenti:

— Flusso luminoso

Abbiamo visto che il cristallo adottato nel diottro fornisce una potenza visuale di 3,8 mlm. Quando lo si pone nel centro del diottro alla distanza di X = 3R/4 la potenza emessa dal dispositivo ottico è uguale al 65% di quella emessa dal diottro, come si è mostrato con le curve del capitolo precedente. Perciò il valore della potenza emessa è:

$$\Phi_v = 3{,}8 \times 0{,}65 = 2{,}5\ mlm$$

— Intensità luminosa.

Essa è data dalla formula:

$$\frac{I_{w_o}}{I_{0_o}} = \frac{1}{(1 + [n - 1]\ X)^2}$$

che, nel caso in oggetto, con

$$I_{\theta_o} = I_v \text{ (nel diottro)}$$

$$I_{\theta_o} = 1{,}2 \text{ mcd}$$

$$I_{w_o} = 3 I_{\theta_o} \qquad I_{v\,ext.} = 3{,}6 \text{ mcd}$$

— Superficie apparente
Essa diventa uguale a:

$$S_{app.} = S_c \frac{n^2}{(1 + [n - 1]\,X)^2}$$

$$S_{app.} = 7{,}2 \times 1{,}4 \times 10^{-3} = 10^{-2} \text{ cm}^2$$

$$S_{app.} = 1 \text{ mm}^2$$

— Diagramma di emissione
Un calcolo della curva di ripartizione angolare dell'energia di questo LED mostra che il diagramma ha un'apertura a mezz'altezza dell'intensità di 45°.

In conclusione si può dire che questo LED, il cui vettore intensità è relativamente importante, diventa direttivo e non possiede una superficie apparente sufficiente perché limitata a 1 solo millimetro quadrato. Esso non presenta l'aspetto sofisticato che dà l'accensione completa della cupola luminosa. Si può aumentare la superficie apparente aumentando la distanza X rispetto al centro della cupola ma ci si troverebbe a ricavarne un dispositivo troppo direttivo di solo qualche grado di apertura che presenterebbe un ben scarso interesse.

Seconda parte - Aumento della superficie apparente per diffusione

Nella maggioranza delle applicazioni, il tecnico si augura di ottenere un angolo di visibilità abbastanza ampio dell'ordine dai 50° ai 100° a seconda delle necessità. Questa è una che può essere ottenuta per diffusione nella resina, ma al fine di evitare una diffusione troppo elevata che condurrebbe a un assorbimento eccessivo dell'energia emessa dal cristallo, si preferisce effettuare un compromesso fra i due fenomeni. In tal modo, con aspetto identico si ottiene di ottimizzare le caratteristiche luminose: è il caso del LED CQY24 la cui struttura ottica è rappresentata in figura 15. La diffusione è ottenuta per mezzo di particelle in sospensione nella resina.

Le caratteristiche fotometriche di questo prodotto sono più tenui di quelle di altri del tipo non diffondente, ma per converso la superficie apparente è nettamente superiore e arriva ai 20 mm² con un angolo visuale di 70° circa.

È evidente che in queste condizioni il calcolo delle caratteristiche luminose non può essere sviluppato con semplicità, e che presenterebbe poco interesse ai fini dell'applicazione. È tuttavia interessante esporre in forma matematica la distribuzione in uscita in funzione dell'angolo di osservazione, onde calcolare i vari parametri luminosi di questi componenti. In effetti la funzione rappresentata in figura 16 si può mettere sotto la forma:

$$I_v = I_{v_o} \cos nW$$

I_{v_o} corrisponde all'intensità visiva nell'asse ottico $\theta = o$.

$$\text{Per} \frac{I_v}{I_{v_o}} = \frac{1}{2}$$

abbiamo $w = \pm 35°$

$$\text{e se } n = \frac{\text{arc cos} I_v / I_{v_o}}{w} \simeq 1{,}7$$

quindi $I_v = I_{v_o} \cos 1{,}7\, w$

L'integrazione di questa funzione ci permette di esprimere il flusso totale emesso in funzione dell'intensità nell'asse I_{v_o}, infatti:

$$\Phi = \frac{2\pi I_{v_o}}{1 - n^2} \quad 1 - n \operatorname{sen} \frac{\pi}{2n}$$

e per $n = 1{,}7$
$\Phi_v = 2{,}8\, I_{v_o}$

È stata efettuata una verifica sperimentale e si è ottenuto $K = 2{,}88$ per una apertura di 70° del diagramma di emissione del LED CQY24.

Infatti si può dire che questo fattore K varia fra 2, 4 e 3 secondo gli esemplari in ragione della variazione della larghezza del diagramma di emissione tra un esemplare e l'altro.

— Osservazione sulla superficie apparente.
La diffusione nella cupola del LED CQY24 fa sì che la superficie illuminata è di 20 mm². Cionondimeno occorre effettuare una distribuzione tra l'aspetto esterno del LED (cioè la superficie illuminata) e la superficie apparente che tiene conto dell'ingrandimento ottico reale della diffusione locale attorno al cristallo. Questa superficie apparente, più piccola della superficie illuminata della cupola, è stata misurata in laboratorio e risulta essere dell'ordine dei 3 mm². Si possono perciò riassumere le caratteristiche luminose tipiche del CQY24 per corrente diretta nel diodo IF = 20 mA e per un prodotto la cui intensità visuale è di 1,5 mcd:

$I_v = 1{,}5$ mcd

$\Phi_v 2{,}8\, I_v = 4{,}2$ mlm

$$L_v = \frac{1{,}5 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ cdm}^{-2} \simeq 150 \text{ FL}$$

$S_{app.} = 3$ mm²

S illuminata = 20 mm².

Il problema dei termistori e del loro impiego

Il termistore di precisione intercambiabile è probabilmente il più sensibile, preciso, economico e versatile rivelatore e trasduttore di temperatura che i tecnici abbiano oggi a disposizione.
Molti ingegneri e tecnici hanno un'idea generica delle possibilità e prestazioni che questi componenti offrono.
Questo articolo, redatto in base ad informazioni della Fenwal Electronics Inc., gentilmente inviateci dalla S.p.A. Terry Ferraris di Milano, offre invece indicazioni precise.

a cura di G. Zanga

I tre trasduttori usati con maggior frequenza per misurare e regolare la temperatura in applicazioni sia industriali che militari sono: termistori, termoresistenze e termocoppie.

Sensibilità e risoluzione

Fra i tre il termistore offre certamente la più grande sensibilità e risoluzione.

Un ponte a termistori ad esempio, con 5V in entrata avrà una variazione di tensione in uscita di 45 mV per °C. Per la stessa tensione in entrata, una resistenza al platino darà una variazione di 70 μV per °C. Una termocoppia al rame-costantana, a temperatura ambiente avrà una variazione in uscita di 46 μV soltanto.

Perciò la sensibilità del termistore è quindi, in ordine di grandezza, superiore a quella degli altri due trasduttori.

In generale, sia i termistori che le termoresistenze, hanno una precisione assoluta piuttosto elevata. Le termocoppie più comuni in commercio hanno normalmente precisioni di ± 1°C, nel loro campo di misura. Il termistore e le termoresistenze hanno precisioni di ±0.01°C, o anche più. La ripetibilità dei termistori è tale che variazioni in letture ripetute sono

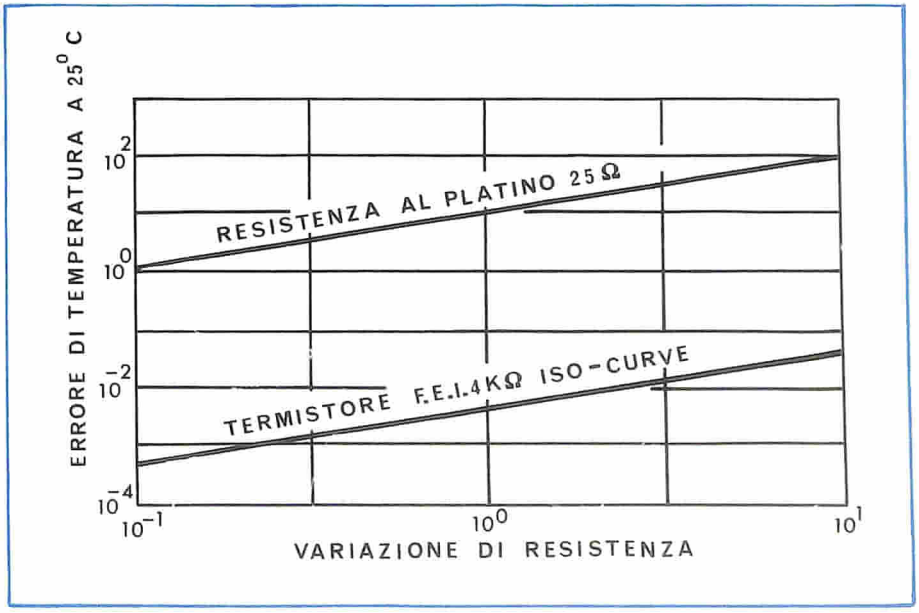


Fig. 1 - Errori di misura derivanti da variazioni della resistenza di contatto o della resistenza dei fili di un circuito con resistenza al platino di 25 Ω e termistore FEI a 4 kΩ tipo Iso-curve.

di entità inferiori a quelle della precisione totale del circuito di misura.

I termistori e le termoresistenze, generalmente, hanno una stabilità a lungo termine superiore a quella delle termocoppie.

Un ricercatore scrive che le caratteristiche dei termistori tendono a diventare pià stabili con l'uso.

In fase di prove e collaudi è risultato che i termistori danno una variazione d'indicazione di temperatura di soli 0,03°C all'anno, in un periodo di 12 anni.

In un periodo di 3 mesi le termocoppie hanno dato una variazione di 0,1 a 0,3°C.

Misura della temperatura a distanza, indicazione e regolazione

Il termistore viene generalmente usato per la misura a distanza, in quanto ha una variazione di resistenza relativamente alta per ogni grado di variazione di temperatura. Questo grado elevato di sensibilità accoppiato alla resistenza del termistore, che è normalmente elevata, minimizza gli errori provocati dalle variazioni della resistenza di contatto o della linea di trasmissione dovuta alle variazioni della temperatura ambiente.

Nella fig. 1 sono riportati gli errori di misura derivanti da variazioni della resistenza di contatto o della resistenza dei fili in un circuito con resistenza al platino di 25 Ω e termistore FEI a 4 kΩ tipo Iso-curve.

Le tre caratteristiche principali dei termistori

I termistori hanno tre caratteristiche basilari: resistenza/ temperatura, tensione/ corrente e corrente/ tempo.

Ognuna di queste caratteristiche porta ad un vasto e ben definito gruppo di applicazioni per le quali nella maggior parte dei casi è preferibile l'uso dei termistori a quello di un qualsiasi altro rilevatore.

La resistenza di un termistore è solo funzione della sua temperatura assoluta. La caratteristica R/T del termistore è il suo elevato coefficiente di variazione di resistenza al variare della temperatura. Questa varia normalmente dal 3 al 5% per °C, contro circa 0,4% per il platino.

Si tratta quindi del migliore trasduttore di temperatura e questa proprietà è usata per misurare e regolare la temperatura e per compensare altri dispositivi agli effetti delle variazioni della temperatura ambiente.

Se si considerano le seconde caratteristiche e cioè la curva tensione/corrente di un tipico termistore a goccia si trova che a valori bassi, la corrente è proporzionale alla tensione applicata. Con l'aumentare della tensione però la maggiore corrente che ne deriva fa alzare la temperatura del termistore al di sopra della temperatura ambiente. Però, con l'aumentare della temperatura la resistenza diminuisce e la corrente comincia ad aumentare rapidamente.

Ad un certo valore, questo effetto auto-riscaldante raggiunge una condizione stabile, limitata al grado di potenza disponibile nel circuito o, più comunemente, alla caduta di tensione lungo un resistore fisso inserito in serie. In sostanza, quando si trova nello stato di autoriscaldamento, il termistore è sensibile a qualsiasi fattore che cambi le condizioni di dissipazione del calore.

Pertanto, è usato per misurare portate, livello di liquidi, composizione di gas, ecc.

Se il valore di dissipazione del calore è costante, in tale caso il termistore è molto sensibile alla corrente di entrata e può essere usato per il controllo della tensione o della potenza.

Quando si verifica l'effetto autoriscaldante sopra descritto ci vuole un po' di tempo prima che il termistore raggiunga il massimo valore di stabilità.

Questo tempo, mentre è fisso per un dato circuito, può essere facilmente regolato mediante la variazione della tensione applicata o mediante una serie di resistenze.

Questo effetto tempo/corrente dà in modo molto semplice la possibilità di ottenere ritardi variabili da dei millisecondi a molti minuti.

I fattori che determinano la scelta del valore di resistenza del termistore adatto ad applicazioni di misura e di regolazione

Sotto questo aspetto i fattori più importanti sono:

Campo di temperatura, valori della resistenza ai punti estremi del campo sensibilità desiderata e linearità di tensione in uscita del ponte di misura. In linea di massima, i termistori a resistenza elevata (100 ÷ 500 kΩ) sono usati per temperature elevate (150 ÷ 300 °C), i termistori a resistenza (2 ÷ 75 kΩ) sono usati per temperature medie (60 ÷ 150 °C), i termistori a resistenza bassa sono usati per temperature basse (—70 ÷ + 70°C).

Se la resistenza a temperatura bassa è troppo elevata, si può verificare l'interferenza di falsi segnali, oppure il segnale di misura può essere troppo basso.

Se l'interferenza rappresenta un problema, può essere consigliabile l'uso di linee schermate, filtri o la corrente continua.

Se la resistenza a temperatura alta è troppo bassa, la resistenza di contatto, la resistenza di linea e le variazioni della resistenza di linea dovute a variazioni della temperatura ambiente potrebbero dare errori di lettura.

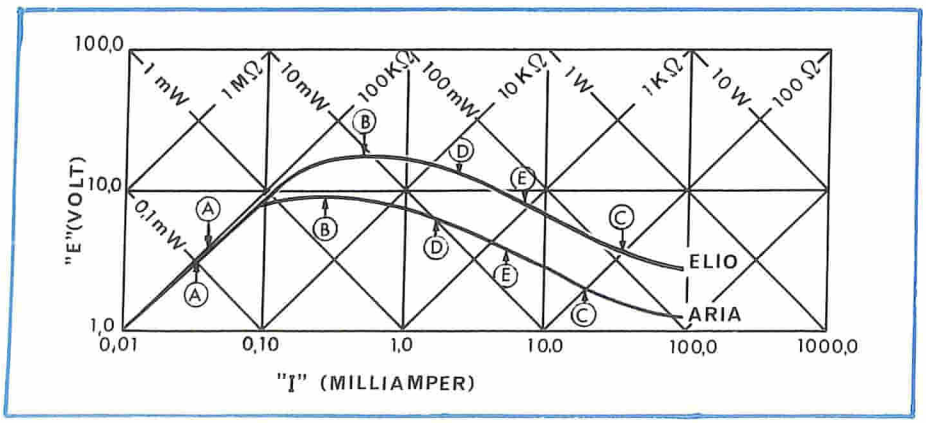


Fig. 2 - Curva E/I tipica del termistore FEI tipo G 128; più usato per la misura della conducibilità termica, con resistenza di 100 kΩ a 25° C.

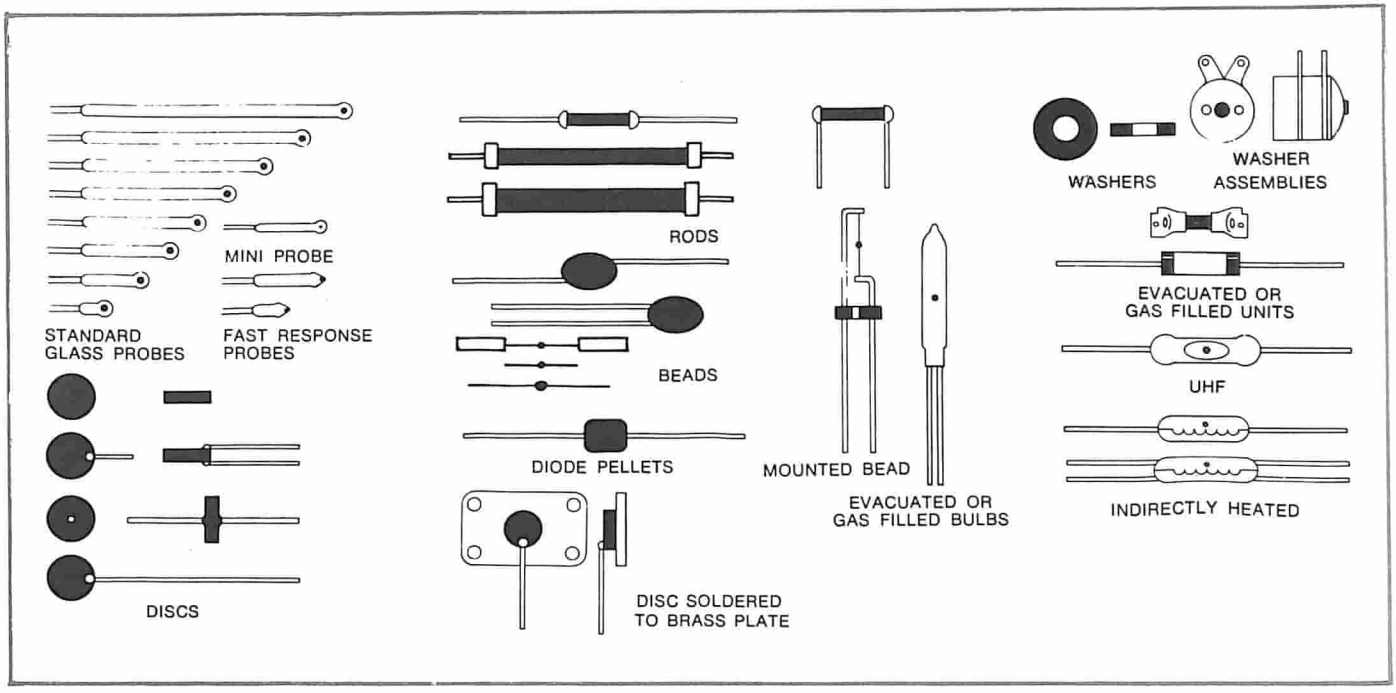


Fig. 3 - Configurazioni tipiche dei termistori.

Incidenza sulla sensibilità della resistenza del termistore

La sensibilità, indicata con alfa, è la variazione percentuale della resistenza per ogni grado di variazione e di temperatura.

I termistori a resistenza più elevata avranno una maggiore variazione di resistenza per ogni grado di variazione di temperatura, ed i termistori a resistenza più bassa avranno una minore variazione di resistenza per ogni grado di variazione di temperatura. L'alfa per un dato termistore varia continuamente con la temperatura.

Definizione della costante e dissipazione del termistore

La costante di dissipazione è il valore di potenza in milliwatt che aumenta la temperatura del termistore di 1°C al di sopra dell'ambiente.

Per avere una certa attendibilità occorre effettuare la misura in condizione simile a quella di servizio vero e proprio. Quanto un termistore viene usato per misurare o regolare la temperatura, la potenza viene dissipata nel circuito usato e la costante di dissipazione viene usata per misurare la temperatura introdottasi. È inoltre usata per valutare la temperatura del termistore, ottenuta in applicazioni di autoriscaldamento, quali regolatori di livello per liquidi ecc., oppure, per calcolare la potenza necessaria per riscaldare un termistore fino ad una data temperatura con autoriscaldamento.

La costante di dissipazione dà la misura della perdita di calore di un termistore. Questo calore viene perso mediante conduzione, convezione e irradiamento.

Qualsiasi cosa che incida su uno qualsiasi di questi tre fattori incide anche sulla costante di dissipazione.

Le grandezze che possono avere un effetto sono:

misura, forma, superficie, lunghezza e diametro del filo, materiale del filo conduttore, conduttività termica, velocità del liquido usato, tipo di montatura, eventuale rivestimento.

Per soluzioni pratiche si può considerare costante la temperatura ambiente però con temperature elevate, questo non è valido. Per termistori a goccia e con sonda ricoperta in vetro la costante di dissipazione a 300°C è circa il 125% della costante di dissipazione alla temperatura ambiente. A temperature medie si può usare una interpolazione lineare. Le perdite per radiazione sono una funzione della quarta potenza della differenza di temperatura e questo spiega perché vi sono perdite superiori, e quindi una maggiore costante di dissipazione a temperature elevate.

Aumento della costante di dissipazione in relazione all'applicazione

Le sonde tipiche aumentano la costante di dissipazione da 2 a 5 volte più del termistore singolo. La costante di dissipazione dipende notevolmente dal grado di contatto termico che si ha fra la montatura prescelta ed il termistore.

Per i casi in cui sia necessaria una costante di dissipazione molto elevata si possono usare termistori a rondella e nei casi in cui sia sufficiente una costante di dissipazione molto bassa, e cioè alta sensibilità, si possono impiegare termistori a goccia, oppure gocce in bulbo di vetro sotto vuoto.

La costante di tempo di un termistore (T.C.).

La costante di tempo è il tempo espresso in secondi, che il termistore impiega per cambiare la propria temperatura del valore iniziale al 63% di quello finale. Prendendo un termistore a 0°C e mettendolo improvvisamente in un forno a 100°C la costante di tempo è rappresentata dai secondi che il termistore impiega a salire da 0°C a 63°C.

Impiegherà cinque volte la costante di tempo per raggiungere il 98% o 98°C nell'esempio suddetto.

Tutti i fattori che incidono sulla costante di dissipazione incidono anche sulla costante di tempo. È necessario però tener presente che alcuni fattori hanno effetti opposti sulle due costanti.

Un aumento della massa ad esempio, porta ad un aumento di ambedue le costanti mentre un aumento di velocità del mezzo fa aumentare la costante di dissipazione e diminuire la costante di tempo.

La curva caratteristica E/I del termistore

La curva E/I del termistore è una linea continua, generalmente su coordinate logaritmiche, che rappresenta la caduta di tensione che si verifica in un termistore per valori diversi di corrente da zero alla corrente massima che il termistore può sopportare.

La fig. 2 riproduce la curva E/I tipica del termistore FEI tipo G 128; più usato per la misura della conducibilità termica, con resistenza di 100 kΩ a 25°C.

Il punto A indica il valore della tensione nel quale inizia nel termistore il processo di autoriscaldamento. Il punto B indica la tensione o livello di potenza necessari per portare il termistore all'autoriscaldamento. Il punto C indica il livello massimo di potenza alla massima corrente continua applicabile al termistore, rispettando le esigenze di sicurezza. I punti D ed E definiscono l'area di servizio ottimale per un termistore funzionante ad autoriscaldamento.

Attraverso la curva E/I si possono dedurre queste informazioni.

— Potenza dissipata nel termistore.
— Resistenza del termistore.
— Corrente nel termistore.
— Tensione di capi del termistore ad una data corrente, resistenza o potenza.

Applicazioni per termistori in cui è consigliabile l'uso della curva E/I

Questa applicazione è consigliabile anzitutto in applicazioni nelle quali il termistore è impiegato col sistema dell'autoriscaldamento, quali ad esempio:
misuratori di portata, anemometri, vuotometri, rivelatori di gas, analizzatori di gas, regolatori di tensione e indicatori di livello per liquidi.

La curva permette di stabilire la tensione necessaria per avere le migliori prestazioni col sistema ad autoriscaldamento. Qui l'area tra i punti D ed E offre la maggior variazione della tensione di uscita in funzione della corrente applicata unitamente alla migliore linearità. Se il termistore deve essere autoriscaldato fino a 100°C, in aria (punto D), la potenza da applicare deve essere di 10 mW. La tensione necessaria è di circa 9V (punto B). La curva E/I serve anche per stabilire il valore del resistore da inserire in serie per limitare l'autoriscaldamento e per evitare perdite termiche. Ciò si ottiene tracciando una linea attraverso il punto D, parallelo alle linee di resistenza e interpolante il valore di resistenza (in questo caso 9 kΩ).

Variazione della curva E/I di un dato termistore con eventuali variazioni del mezzo al quale è esposto

La curva E/I è una funzione della resistenza del termistore e della sua costante di dissipazione. Su quest'ultima incide il grado di conducibilità termica del mezzo con il quale viene in contatto.

Notiamo infatti che ad una data potenza applicata al termistore, la maggiore conduttività termica dell'elio riduce l'effetto autoriscaldante, producendo una curva diversa da quella dell'aria.

Le considerazioni principali da tener presente nelle prove resistenza/temperatura dei termistori

Dato che la caratteristica principale di un termistore è di variare la resistenza al variare della temperatura, è assolutamente necessario controllare con la massima cura e precisione la temperatura alla quale vengono effettuate le prove oltre che controllare con la massima precisione la resistenza.

Molti termistori hanno un coefficiente di temperatura di circa il 5% per °C, il che significa che per ciascun grado centigrado di variazione della temperatura ambiente la resistenza del termistore varia del 5%.

Molti termistori vengono forniti con bassi valori di tolleranza della resistenza a temperatura specifica, ad esempio: 1% a 25°C.

In questo caso è necessario poter misurare la resistenza a 25°C entro ± 0,1% per essere certi che l'apparecchiatura sia conforme alla specifica entro l'1%.

Per misurare la resistenza fino a 0,1% è necessario usare un ponte di Wheatstone da laboratorio e un galvanometro con una sensibilità di circa 0,005 μA per divisione della scala.

Questa apparecchiatura ha normalmente una precisione massima dello 0,5% e permette di misurare la resistenza con sufficiente precisione, purché l'errore prodotto nel controllo della temperatura del termistore non superi lo 0,05%.

Dato che si presuppone un coefficiente di temperatura della resistenza del 5% per grado centigrado, allora un grado centigrado del regolatore di temperatura produce un errore del 5% e sarà necessario regolare la temperatura allo 0,01 di grado per ridurre l'errore allo 0,05%. Si tratta di una regolazione di temperatura molto accurata e si può ottenere soltanto con bagni speciali a temperatura costante.

Possibilità di presenza di oscillazioni di tensione durante la prova dei termistori

Per quanto i termistori non generino una f.e.m. quando sono riscaldati, non è da escludere che si possa verificare un errore di collaudo notevolmente accentuato dovuto alla presenza di potenziali oscillanti derivanti dall'apparecchiatura di prova. Ciò è dovuto non a caratteristiche insolite del termistore, bensì all'inevitabile sensibilità del ponte e del galvanometro usati nel collaudo.

Quando due metalli dissimili sono posti vicino, viene generata una f.e.m. dell'ordine di millivolt, per esempio, quando un morsetto viene fissato al filo conduttore del termistore. Normalmente questo potenziale viene compensato dal potenziale di una giunzione uguale e di polarità opposta generato da un altro metallo. Nel caso dell'esempio precedente, ciò è dovuto al secondo morsetto connesso col termistore. Questo però vale soltanto quando le due

Doriand

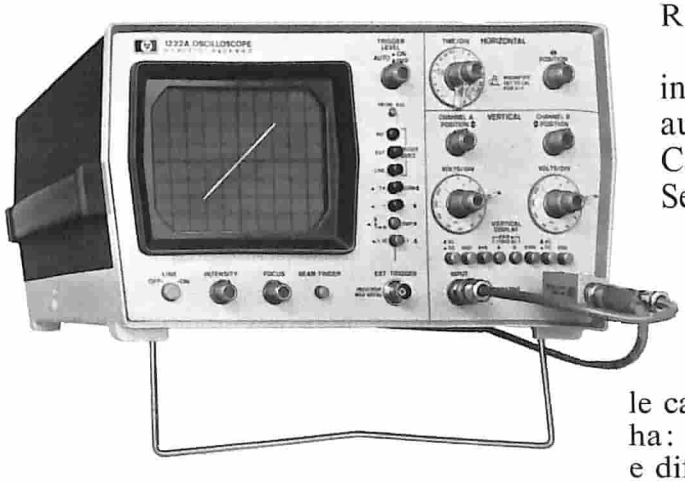
La serie di oscilloscopi Hewlett-Packard 1220 a 15 MHz offre caratteristiche di accuratezza e sensibilità a un prezzo eccezionale.

Questi oscilloscopi valgono molto.

La larghezza di banda di 15 MHz consente misure video, audio e logiche. I fattori di deflessione da 2mV/cm a 10 V/cm consentono di eseguire sia misure di basso livello che generali su tutta la banda.

La precisione verticale del 3% consente accurate misure di tensione su forme d'onda.

Questi oscilloscopi robusti e leggeri (7 e 7,3 Kg.) hanno un design estremamente logico, sono facili da far funzionare e semplici da controllare. Costano poco, ma danno enormi possibilità di sfruttamento: analisi digitale, medicina, industria, didattica, R&D, test di linee di produzione e assistenza TV.



Modello 1220 A. Due canali. Reticolo interno 8x10 cm. Beam finder. Scansione automatica. Ingrandimento x 10 dello sweep. Capacità di visualizzazione X-Y. Separatore di sincronizzazione TV..

Modello 1221 A. Ha le stesse caratteristiche del Modello 1220 A, ma in versione monocanale.

Nuovo Modello 1222 A. L'ultimissimo modello della serie. A due canali, ha tutte le caratteristiche del modello 1220 A, ma *in più* ha: linea di ritardo incorporata, modi in somma e differenza (A ± B); selezione di scansione normale e con trigger; funzionamento X-Y calibrato. E' lo strumento ideale per eseguire misure su apparecchiature digitali o per raggi X, misure accurate di fase e di intensità, nelle scuole e nell'industria.

Devi saperne di più.

Scrivi subito alla Hewlett-Packard Italiana S.p.A. Via A. Vespucci, 2 - 20124 Milano.

HEWLETT hp PACKARD

Assistenza di 172 centri di servizio e vendita in 65 paesi nel mondo.

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. A 5** sulla cartolina

giunzioni sono disposte esattamente alla stessa temperatura.

L'errore causato da questo inconveniente può con maggiore probabilità verificarsi quando la prova viene eseguita a temperatura elevata e una delle cause di errore frequente è quando si ha uno dei morsetti immerso nel bagno liquido e l'altro fuori. Oppure quando un morsetto tocca la piastra riscaldata superiore del bagno e l'altro morsetto rimane sospeso lateralmente.

È molto facile rilevare la presenza di queste tensioni. Si legge il valore della resistenza del termistore, poi invertendo i fili dell'entrata, si controlla se si ottiene ancora lo stesso valore di resistenza.

Considerazione degli errori dovuto all'autoriscaldamento.

Ammesso che sia disponibile tutta l'attrezzatura sopra descritta, è sempre necessario fare altre considerazioni sull'uso delle apparecchiature. Ad esempio: sulle specifiche viene data una certa costante di dissipazione, che può essere con tutta probabilità 1 milliwatt per grado centigrado.

Ciò significa che con la dissipazione di 1 mW nel termistore la sua temperatura cambia di 1 °C, che a sua volta cambia la resistenza del 5%.

Con un errore dello 0,05% sulla misura del ponte e un errore dello 0,05% dovuto alla temperatura è impossibile effettuare una misura all'1% a meno che non vi sia errore zero dovuto ad autoriscaldamento, o a meno che gli errori nell'apparecchiatura di lettura siano ulteriormente ridotti. Di solito ciò non è molto pratico, e per questo la precisione di misura richiesta deve essere ridotta ad esempio allo 0,15%, il che dà un errore dello 0,05% disponibile per dissipazione di potenza del termistore.

Dato che 1 mW produrrà autoriscaldamento del termistore riducendone la resistenza del 5% come sopra esposto, sarà necessario ridurre la potenza di misura a 0,01 mW per produrre un errore dello 0,05% soltanto.

Controllo dell'autoriscaldamento

La chiave sta nella scelta dell'esatta tensione di alimentazione del ponte, e cioè si può ottenere nel seguente modo: con il termistore collegato al ponte e immerso in un bagno a temperatura costante, regolare la tensione da zero fino al punto in cui il movimento del galvanometro diventa facilmente percettibile oppure fino a che si sposta di una cifra il quadrante a 4 cifre digitali. L'autoriscaldamento si controlla in questo modo: si equilibra il ponte, si stacca la batteria per 30 secondi, la si innesta e si nota se il galvanometro inizia da zero. Se ciò non avviene vuol dire che non vi è autoriscaldamento. Se si sposta verso la parte dell'alta resistenza e lentamente ritorna verso la posizione zero, allora il termistore si sta autoriscaldando e la tensione sul ponte deve essere ridotta.

Può essere così controllata la sensibilità del ponte e rilevato se la stessa è critica.

Come si può usare un termistore per applicazioni che richiedono una resistenza precisa (±1% o ±5%), a temperature diverse da quelle coperte da una specifica della fabbrica

Per realizzare quanto sopra vi sono essenzialmente due sistemi.

La fabbrica costruttrice di solito fornisce il materiale in base ad una ottimistica «specifica di produzione». ad esempio, una resistenza a 25°C. ampia tolleranza a 25°C, e possibilmente una tolleranza di deviazioni o tolleranza Beta tra due punti di temperatura. Il costruttore cerca di ottenere tutti i dati più ottimistici possibile per rendere la resa del prodotto al massimo.

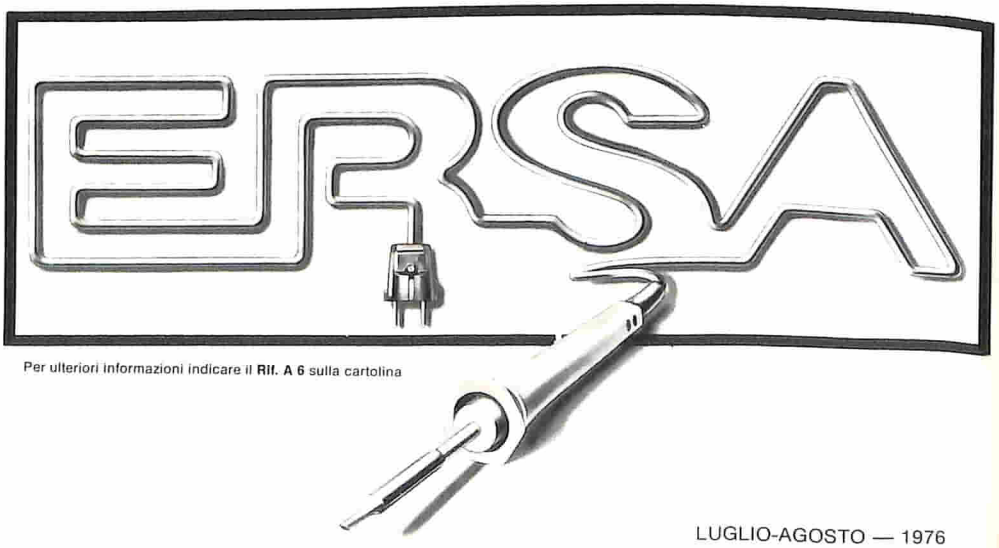
Il cliente allora esegue la taratura del termistore alle temperature di servizio necessario compensando le ampie tolleranze come meglio può mediante la regolazione dei parametri del circuito. Purtroppo se si rende in seguito necessaria una qualche riparazione al circuito, possono derivarne la ritaratura del termistore e di conseguenza la ritaratura del circuito.

Se il costruttore fornisce delle specifiche elaborate da un ingegnere progettista, non è più necessario che il cliente esegua nessuna taratura o regolazione del circuito, il termistore si usa «così com'è». Le caratteristiche di servizio di un'applicazione per termistori richiedono sempre specifiche elettriche speciali. Un termistore intercambiabile fornito su specifiche speciali invariabilmente rappresenta sin dall'inizio una notevole economia per il cliente.

Definizione dell'intercambiabilità di un termistore

Per intercambiabilità di un termistore si intende un termistore fornito su specifiche speciali che può essere inserito nel circuito per il quale è stato progettato senza alcuna variazione dei valori degli altri componenti del circuito per ottenere il rendimento desiderato.

Anche nel caso in cui le tolleranze degli altri componenti siano molto ampie, tali da rendere necessaria la regolazione per ottenere l'uscita desiderata, anche in questi casi il termistore intercambiabile in esecuzione speciale può rappresentare un grande vantaggio sia per la produzione che per il costo.



Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. A 6** sulla cartolina

Filtri notch attivi

L'articolo descrive la teoria di progettazione e alcune soluzioni pratiche di circuiti con minima frequenza di reiezione.

a cura di P. Tonietti

Spesso si vuole separare un segnale voluto da interferenza periodica. Ciò può succedere per esempio, quando un sibilo oppure un ronzìo di linea ad alta tensione disturba un programma radio. In casi semplici può essere sufficiente un filtro con riduzione a zero sulla frequenza minima. In alternativa ad un filtro passa-basso oppure passa-alto, si può realizzare un filtro notch con una sola sezione; in più può essere regolata la tensione oppure si può anche seguire automaticamente l'interferenza.

La categoria maggiore di filtri notch, sia passivi che attivi, é di secondo ordine e si esprime con la seguente formula:

$$G_{(s)} = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} s + \omega_o^2} \qquad (1)$$

dove ω_o é la frequenza di reiezione e Q_o é la figura di merito del filtro, data da $Q = \frac{\omega_o}{\Delta\omega}$ dove $\Delta\omega$ é l'ampiezza della banda di scarto definita dai punti di attenuazione 3 dB.

Alcune curve tipiche di responso di frequenza sono tracciate nella fig. 1 con Q_o preso come parametro fisso. Questo articolo tratta principalmente reti RC, in quanto l'uso di bobine non é conveniente, particolarmente alle basse frequenze.

La rete RC meglio conosciuta é la doppio T simmetrica illustrata nella

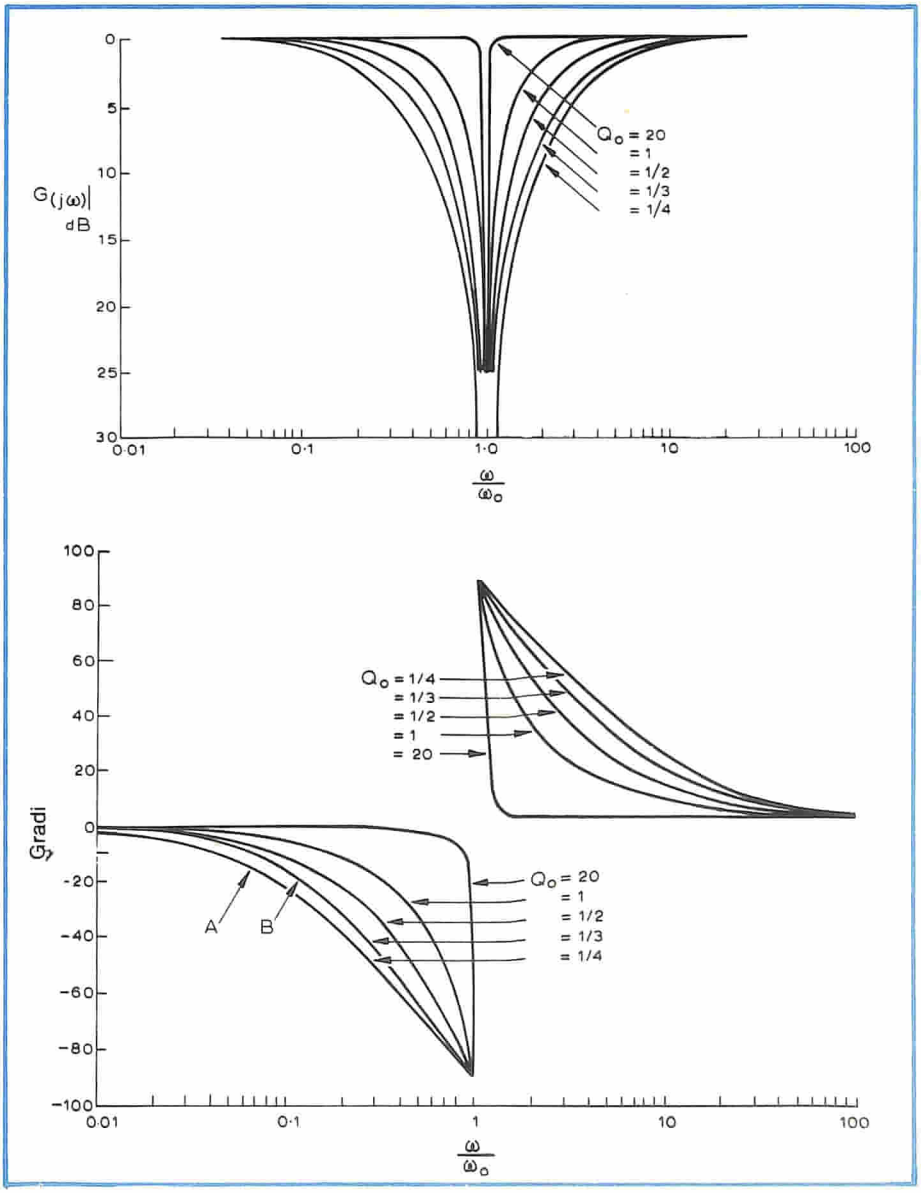


Fig. 1 - Fase normalizzata e grandezza di curve di responso di un filtro notch per svariati valori di Q_o

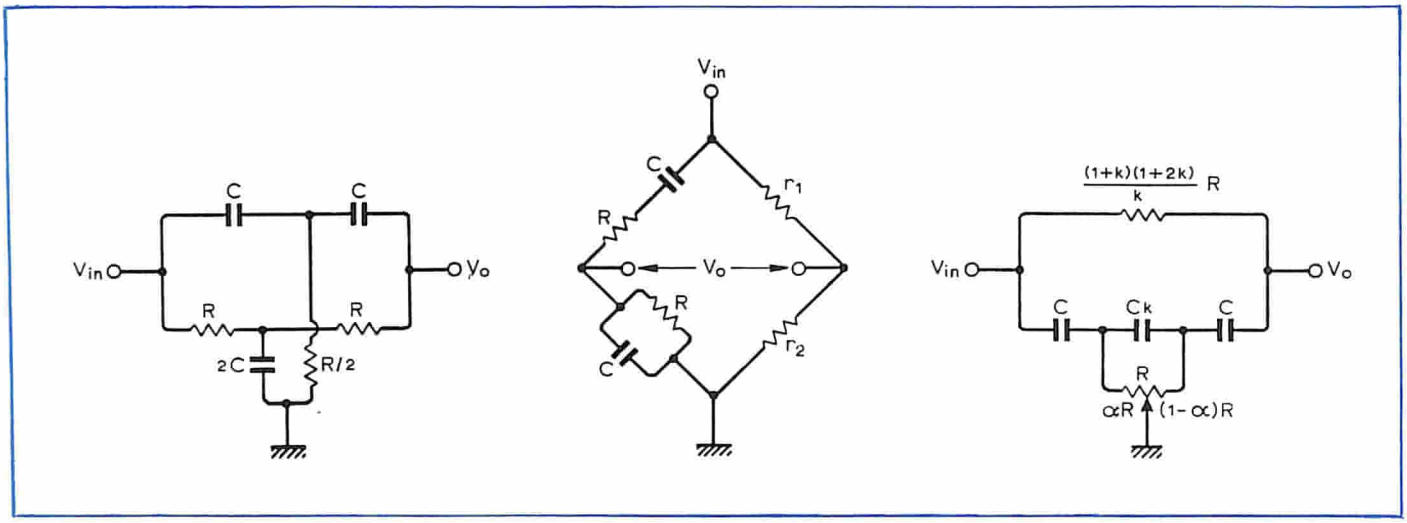


Fig. 2 - Tre reti RC nulle: (a) doppio T - (b) ponte di Wien - (c) rete con potenziometro di regolazione.

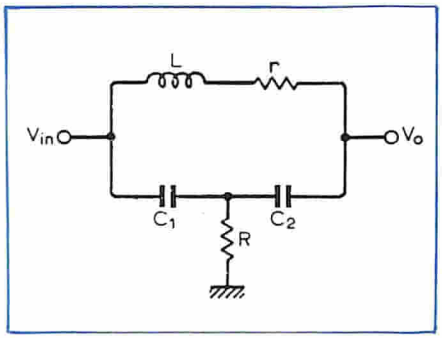


Fig. 3 - Rete RCL nulla, tipo ponte a T la cui selettività dipende dal fattore Q della bobina.

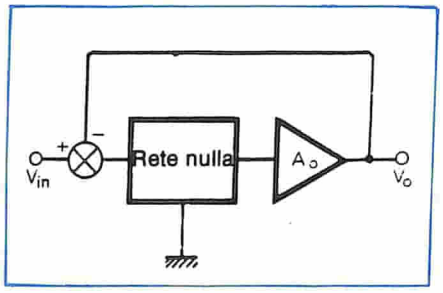


Fig. 4 - Configurazione attiva di base per accrescere la selettività di filtri notch passivi.

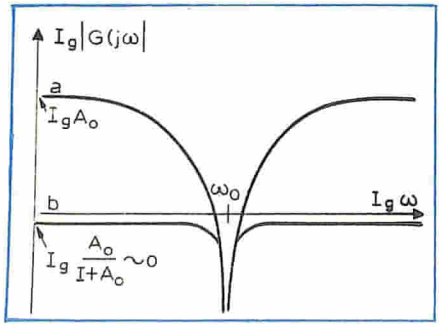


Fig. 5 - Caratteristiche della frequenza della rete di fig. 4 (a) spira aperta - (b) spira chiusa.

fig. 2(a); per tale rete $\omega_o = 1/RC$ e $Q_o = 1/4$, e naturalmente la funzione é realizzata solo se la rete stessa é alimentata da una sorgente elettrica e soggetta ad un carico infinito.

Un'altra rete molto conosciuta é il ponte di Wien che é caratterizzato da $\omega_o = 1/RC$ e $Q_O = 1/3$. La parte sinistra del ponte, illustrata nella figura 2 (b), é composta da resistori e condensatori uguali e, in modo da ottenere una zona di silenzio infinita, gli altri 2 resistori devono soddisfare alla relazione $r_1 = 2r_o$. La risposta comunque si può ottenere anche se i componenti corrispondenti nella parte reattiva del ponte non sono uguali. La frequenza di reiezione sarà allora $\omega_o = 1\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ ma il rapporto r_1/r_2 non sarà più uguale a 2. Un caso speciale importante si verifica quando $R_1 = 2R_2$ e $C_1 = C_2/2$; si ottiene allora $r_1 = r_2$.

Uno svantaggio delle due differenti reti suddette é che, per poter variare la frequenza centrale e mantenere nello stesso tempo la zona di silenzio infinita, occorre usare 2 o 3 componenti variabili accuratamente regolati. Si conoscono molti ponti RC nei quali un singolo componente é sufficiente per controllare la frequenza di reiezione.

Il loro significato pratico é comunque limitato in quanto la risposta di frequenza diventa alquanto asimmetrica al variare della frequenza di reiezione.

Una rete variabile più accettabile é stata proposta da Hall, ed é messa in evidenza nella figura 2 (c). Tale rete può essere regolata con un singolo potenziometro e in tal caso la legge di regolazione é $\omega_o = 1/RC\sqrt{\alpha(1-\alpha)}$ che in teoria misura l'intera gamma di frequenza. In pratica il campo di regolazione é alquanto limitato a causa dell'estrema dipendenza non lineare di ω_o su α. Comunque, tale rete ha un guadagno unitario ai due lati della frequenza nulla, indipendentemente dalla regolazione, e a differenza della doppio T e del ponte di Wien, essa é asimmetrica su una scala di frequenza logaritmica.

Ciò é dovuto dal fatto che la funzione di trasferimento di questa rete non é data da un'espressione (1) ma contiene un polo reale addizionale ed uno zero reale.

Un potenziometro di questo tipo regolato come rete nulla e basato su una doppia T, é stato proposto da Andreyev.

Tutte le reti che abbiamo considerate sono caratterizzate da una bassa selettività. Infatti, nessuna rete notch passiva, o comunque complessa, é in grado di raggiungere Q_o più di 0,9. Se il filtro notch deve essere passivo, si può ottenere un valore di Q_o relativamente alto includendo una induttanza come é dimostrato nella figura 3. Per ottenere un azzeramento completo, questa rete deve soddisfare le seguenti due condizioni:

$$\omega_o = C_1 r C_2/LC_1 C_2$$
$$\omega_o = 1/r RC_1 C_2 \qquad (2)$$

La figura di merito sarà perciò $Q_o = 2\omega_o L/r$, cioé proporzionale al fattore di qualità della bobina.

FILTRI NOTCH ATTIVI

Come si é detto in precedenza, i filtri notch passivi RC hanno una bassa selettività. Una selettività teoricamente illimitata si può ottenere usando filtri notch attivi.

Questi possono essere costruiti con varie combinazioni attive della funzione di trasferimento data dall'espressione (1).

Circuiti attivi semplici sono basati su reti passive nulle, nella quale la selettività é aumentata per mezzo di controreazioni. Un tale schema é rappresentato in figura 4, e l'effetto di controreazione si può spiegare come segue: quando il circuito di controreazione é aperto, la rete si comporta come una rete passiva nulla con un guadagno passa-banda di A_o rappresentato dalla curva (a) in fig. 5.

Quando il circuito di controreazione é chiuso, la rete tende a mantenere una tensione di $A_o/(1 + A_o)$, tralasciando il punto successivo in cui il guadagno é basso, cioé circa ω_o, la curva di risposta risulta compressa, come la curva (b), e la banda di reiezione é più bassa.

Il filtro attivo pertanto può essere collegato in cascata senza essere soggetto a carico.

La funzione di trasferimento di un filtro notch attivo é data dall'espressione:

$$G_{(s)} = \frac{A_o}{1+A_o} \cdot \frac{s^2 - \omega_o^2}{s^2+\omega_o s/(1+A_o)Q_o+\omega_o^2} \quad (3)$$

Nella configurazione si può vedere che ci sono due vie di controreazione, una che rende il guadagno effettivo dell'amplificatore uguale a K/(1 - K) al posto di K, ed una controreazione negativa la quale sottrae la tensione di uscita dall'entrata. Se K/(1 - K) = A_o questo metodo é equivalente al precedente e la funzione di trasferimento é:

$$G_{(s)} = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \omega_o s\,(1-K)/Q_o + \omega_o^2} \quad (4)$$

nella quale la selettività è moltiplicata da 1/(1-K).

CIRCUITI PRATICI

L'amplificatore più semplice che si può realizzare con i suddetti concetti é il classico emitter-follower, che però non è molto pratico; infatti affinché la rete sia caricata a bassa impedenza, i resistori devono avere dei valori relativamente bassi, e di conseguenza i condensatori devono avere valori piuttosto alti.

Ovviamente é possibile sostituire il transistore con un FET, ed usare condensatori più piccoli, ma l'aumento nella selettività sarà limitato a causa del guadagno più basso che normalmente è proprio dei FET.

I vantaggi apportati dalla configurazione source-follower consistenti in un'altra tensione d'ingresso e in un guadagno vicino all'unità sono rappresentati in figura 7 insieme alla rete di figura 2 (c).

Le reti sopradescritte teoricamente hanno un'attenuazione infinita alla notch frequenza. Praticamente l'attenuazione é limitata dalle tolleranze dei componenti ed é tipico il valore di 40 dB per l'1% di tolleranza. Questo dato può essere limitato dalle capacità parassite.

Il ponte di Wien é molto interessante in relazione alla sua semplicità, co-

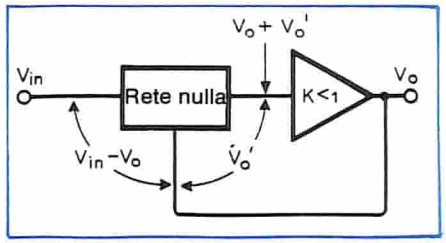


Fig. 6 - Configurazione pratica per accrescere la selettività di una rete passiva con un amplificatore a tensione singola, avente un guadagno inferiore all'unità.

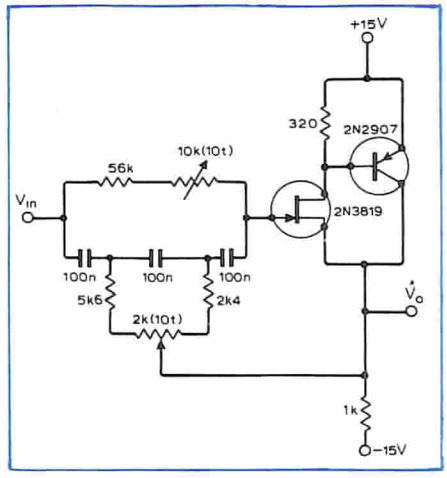


Fig. 7 - Filtro notch attivo con semplice potenziometro di controllo basato sul circuito in fig. 2 (c) Campo di controllo 200± 10 Hz; larghezza di banda di reiezione 10 Hz (3dB).

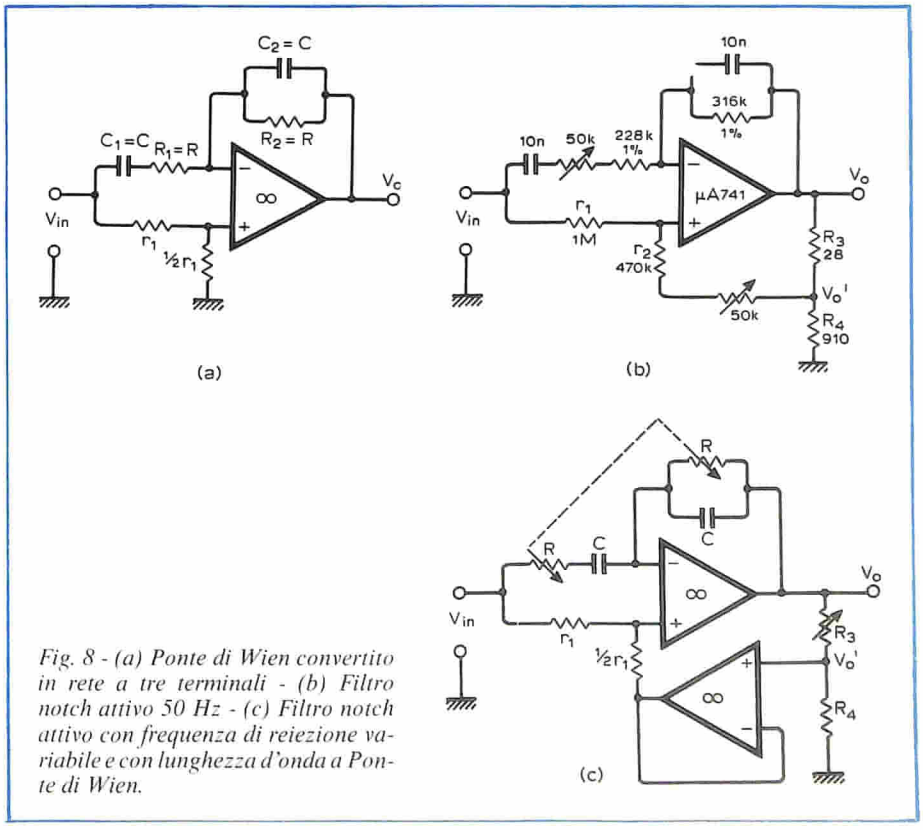


Fig. 8 - (a) Ponte di Wien convertito in rete a tre terminali - (b) Filtro notch attivo 50 Hz - (c) Filtro notch attivo con frequenza di reiezione variabile e con lunghezza d'onda a Ponte di Wien.

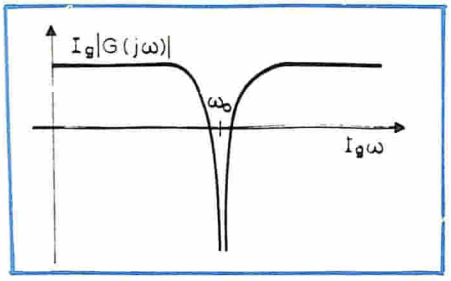


Fig. 9 - Una più larga banda di reiezione ottenuta con due filtri notch in cascata.

munque non é una rete a tre terminali e pertanto può essere attivato direttamente.

Il circuito di figura 8 (a) é un ponte di Wien costruito in unione ad un amplificatore operazionale.

Nonostante sia attivo, il fattore di merito é solo la metà anzichè un terzo come nel ponte passivo (non appartiene a nessuno degli schemi delle fig. 4 e 6) ed essendo una rete a tre terminali, la sua selettività può essere aumentata come da figura 6. Dato che l'impedenza in uscita é già zero. non é necessario un amplificatore addizionale, cosicché si deve solo diminuire il guadagno al di sotto dell'unità con un divisore di tensione e chiudere il circuito di controreazione su r_2. La rete di figura 8 (b) si riferisce a un amplificatore equivalente il cui guadagno ed impedenza in uscita sono rispettivamente:

$$K = R_4/(R_3 + R_4) \text{ e } R_3 || R4.$$

Naturalmente, l'ultimo valore deve essere sottratto da r^2 o deve essere molto più piccolo. Al contrario il divisore di tensione deve essere modificato come da fig. 8 (c).

Se si usa V_0 come uscita del filtro al posto di V'_0 si ha un vantaggio, rispetto alla rete della figura 6, nella quale il guadagno del passabanda é l'unità anzichè K. Comunque, siccome il guadagno interno dell'amplificatore é $K = R_4/R_3 \times R_4$, il fattore di merito sarà:

$$Q = Q_0/(1 - K) = (1 + R_4/R_3)/2 \quad (5)$$

e la larghezza di banda di reiezione potrà essere variata per mezzo di R_3 o R_4. La frequenza nulla si potrà invece variare agendo per esempio su R_1 e la profondità di dentellatura per mezzo di r^2.

Se si desidera variare la frequenza di reiezione al di sopra di un largo spettro, é meglio variare contemporaneamente i resistori R_1 e R_2.

Se la tracciatura é buona, la zona di silenzio sarà mantenuta tramite lo spettro di regolazione senza ulteriore aggiustaggio.

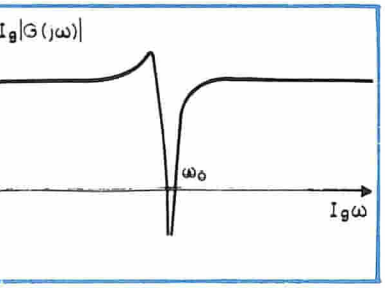


Fig. 10 - Asimmetria nella curva di risposta di frequenza di un filtro notch con alto valore di Q come risultato di eccessiva fase nell'amplificatore.

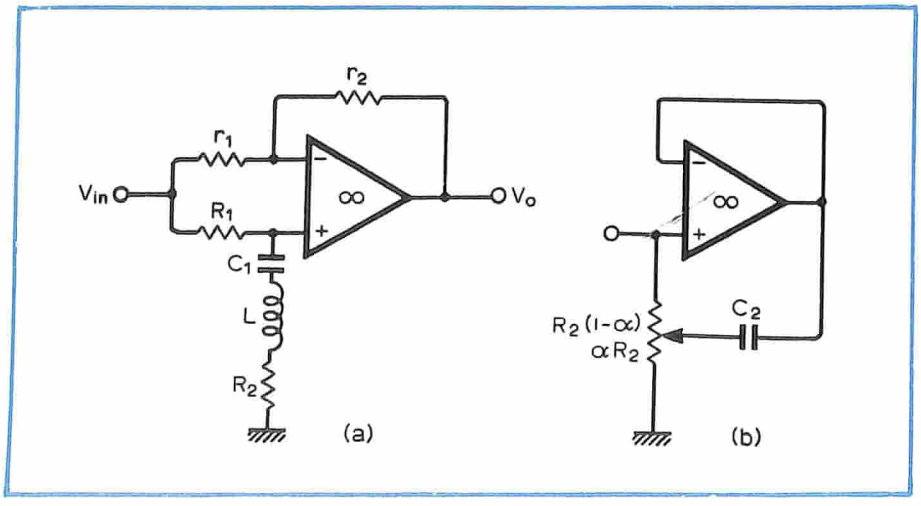


Fig. 11 - (a) Filtro notch attivo RCL - (b) a controllo di potenziometro con simulazione di bobina a massa.

FILTRI NOTCH CON ALTO VALORE DI Q

Alla frequenza di $\omega = \omega_0 (1 \pm \varepsilon)$ vicina alla frequenza di risonanza, che é $\varepsilon \ll 1/2Q$. la risposta di un filtro notch può essere approssimata da due sezioni lineari con pendenza $\pm 2Q$, ed il filtro può essere usato come discriminatore di frequenza. Se Q é ampio, si possono osservare deviazioni di frequenza molto piccole. Al contrario se si usa per esempio un filtro con alto valore di Q per eliminare il ronzio di una linea elettrica, sarà sufficiente una piccola deviazione della frequenza del suo valore nominale per rendere l'attenuazione eccessivamente bassa. In questo caso sarebbe auspicabile un filtro con una attenuazione infinita al di sopra di una banda di frequenze. Comunque, un tale filtro, non é realizzabile. È allora possibile od abbassare il valore di Q del filtro oppure sfaldare due o più filtri in cascata e ottenere una frequenza di risposta come nella figura 9. Una soluzione più elaborata é quella di usare un filtro notch con solco di interferenza, come suggerito nell'ultimo paragrafo.

Quando si parla di filtri con alto valore di Q, l'aumento di sensibilità della simmetria e della profondità della dentellatura dei componenti passivi, diventa un serio problema. Una soluzione pratica é quella di usare condensatori stabili e resistori regolati per la frequenza richiesta e la profondità di dentellatura.

È stato provato che la rete più conveniente sotto tale aspetto é il ponte di Wien, in cui é però richiesto un filtro variabile data la sua estrema stabilità.

Un altro problema che si presenta nel realizzare filtri con alto valore di Q, é il roll-off nel guadagno a spira aperta di amplificatori operazionali ad alta frequenza. È accertato che esiste un limite nel valore massimo di Q che é inversamente proporzionale alla frequenza di reiezione. Questo limite può causare risposte di frequenza asimmetrica (fig. 10), anche se i valori dei componenti passivi sono accurati. Con lo incremento di Q, la grandezza della "cresta" aumenta fino all'apparire di oscillazioni. Se la frequenza del notch é prefissata, questa può essere rettificata aggiungendo una sezione di fase RC all'entrata dell'amplificatore in fig. 6, e re-

golando sperimentalmente la costante di tempo.

Se la frequenza deve essere variabile, il solo rimedio é di usare un amplificatore a banda larga, comunque a frequenze alquanto alte, sono disponibili induttori con alto valore di Q, ed é preferibile un filtro passivo come quello della figura 3.

INDUTTANZA SIMULATA

Il circuito della figura 11 (a) é un ponte attivo simile a quello della figura 8 (a), ma ha una serie di circuiti risonanti in uno dei suoi bracci. Se $R_1/R_2 = r_1/r_2$, il circuito agirà come filtro notch la cui frequenza di reiezione ed il fattore di merito sono:

$$\omega_o = 1\sqrt{LC_1} \text{ e } Q_o = \omega_o L/R_2 \qquad (6)$$

Per non usare un'induttanza, le connessioni in serie di R_2 e L possono essere rimpiazzate dal circuito della fig. 11 (b) che é equivalente ad una bobina il cui valore é $L = C_2R_2\alpha(1-\alpha)$ in serie con un resistore R_2. Il filtro notch risultante ha una frequenza di reiezione ed un fattore di merito dati da:

$$\omega_o = 1\sqrt{C_1 C_2 R_2^2 \alpha (1-\alpha)} \text{ e}$$

$$Q_o = \alpha(1-\alpha)\sqrt{C_2/C_1} \qquad (7)$$

la legge di regolazione é tale e quale quella della figura 2 (c).

Questa rete può anche essere regolata per mezzo del C_1, che può essere costituito da un piccolo condensatore di regolazione se l'induttanza simulata è fatta appropriatamente larga.

FILTRI A STATO VARIABILE

Un unico filtro notch attivo può essere realizzato con il cosiddetto metodo a stato variabile. Questo metodo é basato su una rete di controreazione multipla contenente integratori ed addizionatori.

Nonostante il grande numero di amplificatori operazionali, il numero di condensatori necessario per la realizzazione di qualsiasi funzione di trasferimento arbitraria é minimo. La costruzione di base della figura 12 illustra simultaneamente tre funzioni di trasferimento di secondo ordine; queste sono: funzione passa-alto,

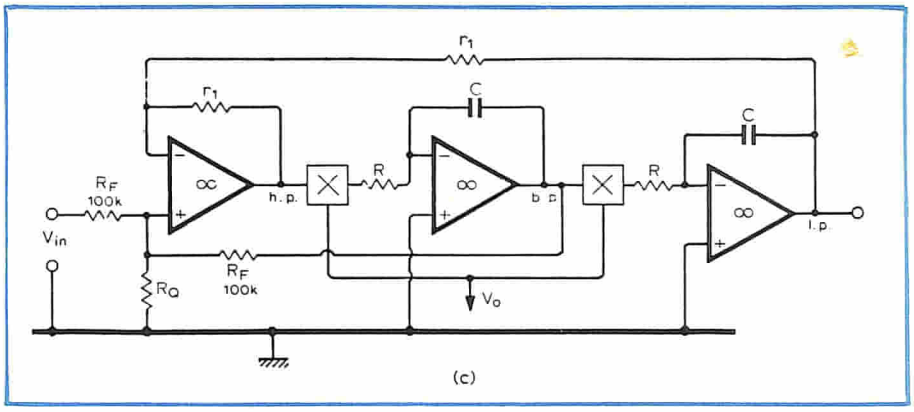


Fig. 12 - Filtro a stato variabile programmato che fornisce uscite tipo passa-basso, passa-banda e passa-alto nello stesso tempo.

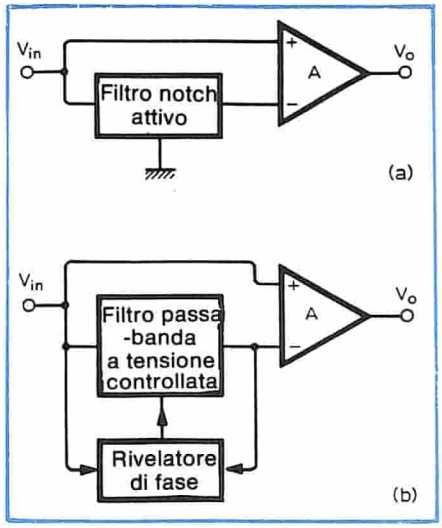


Fig. 13 - (a) Realizzazione di filtro costante con passa-banda variabile - (b) filtro notch che respinge una interferenza.

funzione passa-banda e funzione passa-basso, date da:

$$V_H(s) = K_s^2/(s^2 + (\omega_o^2/Q_o)\,s + \omega_o^2)$$

$$V_B(s) = K\,\frac{\dfrac{-1}{T_1}}{s^2 + \dfrac{\omega_o}{Q_o}s + \omega_o^2}$$

$$V_L(s) = K\,\frac{\omega_o^2}{s^2 + \dfrac{\omega_o}{Q_o}s + \omega_o^2}$$

La frequenza di risonanza ω_o é determinata dai tempi costanti T_1 e T_2 degli integratori, ed é data da $\omega_o = 1/\sqrt{T_1 T_2}$. Il fattore di merito é $Q_o = 1/K\sqrt{T_2/T_1}$, dove $K = 1/(1+R_F/2R_q)$.

Questa configurazione non fornisce complessi a potenziale nullo e per ottenere la risposta dentellata simmetrica data dall'espressione (1) si devono sommare le uscite passa-alto e passa-bassa. Il filtro che si ottiene contiene quattro amplificatori operazionali, ma ha le seguenti caratteristiche: se T_2 varia, la frequenza di reiezione varia, mentre la lunghezza d'onda $\Delta\omega = \omega_o/Q_o$ rimane invariata; se T_1 e T_2 variano simultaneamente, la frequenza di reiezione varia linearmente mentre il fattore di merito Q_o rimane invariato; se K é variato con l'aiuto del resistore R_Q, la frequenza di reiezione rimane invariata e la lunghezza d'onda di reiezione con il guadagno cambiato; la rete é alquanto insensibile sia ai valori dei componenti passivi che al guadagno dell'amplificatore. La funzione di trasferimento di un integratore convenzionale é: $G(s) = 1/T_s = 1/RC_s$ e la variazione di T può ottenersi variando R o C. Se si connettono un amplificatore con un guadagno K in serie con l'integratore, la funzione di trasferimento cambia in $G(s) = K/T_s$; cioè T é diminuita senza alterare R o C. Se un analogo moltiplicatore é sostituito all'amplificatore, si ottiene un integratore, nel quale la costante T dipende dal controllo della tensione. Un filtro con valore Q costante e la frequenza di reiezione direttamente proporzionale alla tensione di controllo, può perciò essere fatto con due di questi integratori.

Si é già detto che il valore massimo del fattore Q che si può ottenere in un filtro attivo, é limitato — data una frequenza di risonanza — dalla lunghezza d'onda dell'amplificatore o-

perazionale. Il metodo a stato variabile non é un'eccezione a tale routine.

SINTESI DEL FILTRO PASSA-BANDA

Un comune svantaggio che riguarda probabilmente tutte le realizzazioni accettate di filtri passa-banda, é che la lunghezza d'onda é inversamente proporzionale al guadagno della banda media; in altre parole un aumento di Q provoca un aumento proporzionale in guadagno che spesso non é desiderato.

Una diversa realizzazione di filtro passa-banda é illustrato in figura 13 (a), ed é basata sull'equazione:

$$A\left(1 - \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2}\right) = A\frac{(s/Q)\cdot\bar{\omega}_o}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \bar{\omega}_o^2} \quad (9)$$

che risulta in una funzione di trasferimento passa-banda il cui guadagno della banda media é indipendente da Q.

La configurazione funziona come segue: a frequenze che sono lontane da ω_o la trasmissione del filtro notch é l'unità e l'ingresso all'amplificatore differenziale é zero. Alla frequenza ω_o la trasmissione del filtro é zero e l'ingresso all'amplificatore é l'unità. Come illustrato nell'equazione (9) il filtro passa-banda risultante ha lo stesso Q del filtro notch.

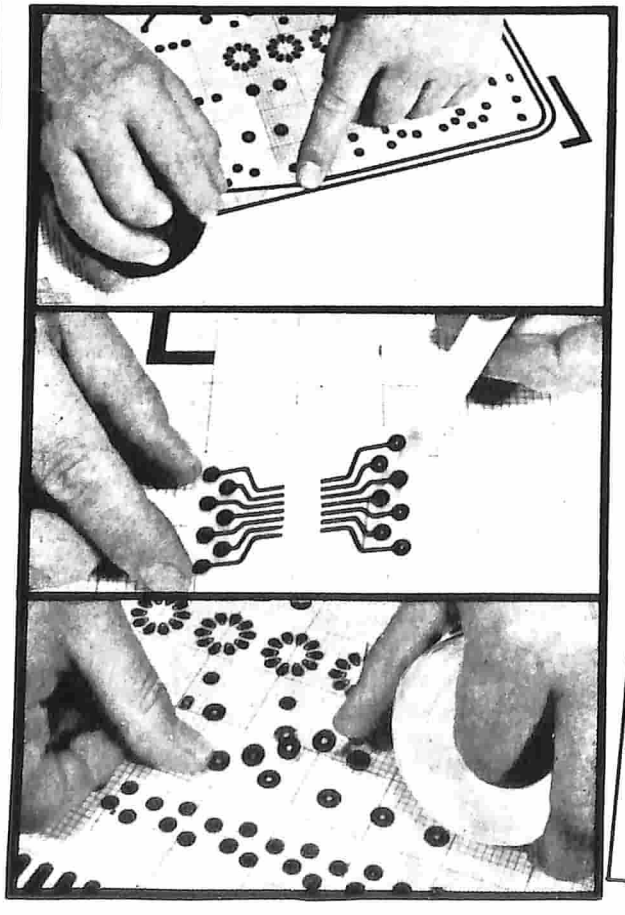
Oggi é facile realizzare filtri notch nei quali la selettività é controllata da un singolo resistore uguale a quello illustrato in fig. 8. Se tale filtro é incorporato, si ottiene un filtro passa-banda variabile con guadagno costante.

SOLCO DI INTERFERENZA DEL FILTRO NOTCH

Si é detto in precedenza che un filtro notch con sufficiente banda stretta, può non essere efficace nel respingere una interferenza che deriva da una frequenza. Tale interferenza in linea di massima può essere tracciata da un circuito a fase chiusa, e l'uscita dello stesso che é proporzionale alla frequenza, si può allora applicare ad un filtro notch a tensione controllata.

Uno svantaggio di tale metodo é che si tratta di un sistema a circuito aperto ed ogni interferenza residua all'uscita, dovuta ad un tracciato imperfetto, non viene corretta.

In contrasto con il circuito a fase chiusa, si può costruire facilmente un filtro passa-banda. Questo é simile al circuito a fase chiusa e consiste in un filtro passa-banda a tensione controllata a rilevamento di fase e in un filtro passa-basso. Il circuito chiuso concentra allora il filtro passa-banda nel segnale mantenendo una fase (ideale) zero tra l'interferenza e l'uscita del filtro. Questo filtro passa-banda si può convertire in un filtro notch come illustrato in figura 13 (b), nel quale l'interferenza filtrata é sottratta all'ingresso originale. Comunque al contrario dei filtri convenzionali, l'ingresso di questo filtro deve contenere un minimo di interferenza per un eventuale bloccaggio.



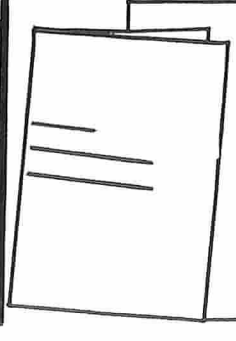
chartpak

elmi

In questi anni si è confermata la tendenza ad utilizzare materiale autoadesivo anziché trasferibile nel campo della tracciatura dei circuiti stampati.
Nuove idee, nuovi componenti e accessori nel campo delle sagome autoadesive confermano l'immagine della Chartpak per qualità, servizio e precisione.
Una vasta gamma di prodotti può soddisfare qualsiasi Vostra esigenza, ad ausilio della scelta e a conferma della continua ricerca di nuove soluzioni è stato realizzato un nuovo catalogo a Vostra disposizione.
Per qualsiasi informazione Vi attendiamo nei ns. uffici pronti a soddisfare ogni Vostra richiesta.

elmi
- minuterie e componenti
- strumentazione

Via Cislaghi, 17 - 20128 MILANO
Telef. 2552141-2-3-4 Ric. Aut.



Interessati alla Vs. produzione desideriamo ricevere:
☐ il Vs. catalogo Chartpak
☐ la visita di un Vs. funzionario
nome .....
ditta .....
via ..... N. .....
c.a.p. ..... città .....
tel. .....

EO 7/8-76

Registrazione e trasmissione di segnali con sistemi digitali

I sistemi di registrazione e di trasmissione di segnali intelligibili di varia natura si stanno evolvendo parallelamente ai progressi nei metodi di elaborazione dei segnali. La possibilità di convertire facilmente segnali analogici in segnali corrispondenti di tipo digitale, per poi effettuare nuovamente una riconversione in senso opposto, comporta oggi notevoli semplificazioni agli effetti dell'allestimento delle apparecchiature, oltre ad apprezzabili economie di costo e di esercizio.
L'articolo che segue è una sintesi dei più recenti e delle tendenze future.

di J. Dwyer

Già da molto tempo è possibile accertare che la disponibilità di un segnale di tipo digitale, prelevato nel modo più opportuno, presenta importanti vantaggi per i tecnici che si occupano di amplificazione sonora e di televisione, rispetto a quella di segnali equivalenti di tipo analogico. Il più importante di essi consiste nel fatto che il rapporto tra segnale effettivo e rumore dipende dal numero di segmenti nel quale il segnale analogico viene suddiviso, e risulta quindi quasi indipendente dal numero di elaborazioni che il segnale stesso subisce fino ad oltrepassare la prima conversione dalla versione analogica a quella digitale.

Inoltre, quando il segnale raggiunge la sua ultima destinazione, il suo livello specifico non dipende dalla stabilità di guadagno dei circuiti o dei canali attraverso i quali esso è passato; infine non esistono spostamenti di fase che dipendono dalla frequenza, né altri fenomeni di nonlinearità durante la trasmissione.

Il segnale può essere ritardato o immagazzinato per un periodo di tempo di qualsiasi durata, senza che subisca danni. In aggiunta, l'apparecchiatura di tipo digitale necessita di minori interventi di manutenzione e di messa a punto, il che ne rende il funzionamento molto più pratico e sicuro.

In contrasto ai vantaggi numerati, sussiste però il fatto che è necessaria una larghezza di banda maggiore, ossia più estesa, per trasmettere un segnale di tipo digitale, rispetto all'equivalente analogico; sotto questo aspetto, una regola fondamentale, attribuita a Nyquist, ad Hartley e ad altri, è che la frequenza con la quale il segnale analogico deve essere campionato corrisponde al doppio del valore della componente a frequenza più elevata del segnale analogico. È inoltre possibile migliorare il rapporto tra segnale e rumore, ma il miglioramento può essere attuato soltanto se ciascun campione viene definito mediante una successione di "parole" di lunghezza sufficiente.

L'impiego adeguato di apparecchiature di natura digitale implica una pratica totalmente diversa da parte dell'operatore, soprattutto se si desidera trarne i maggiori vantaggi. Alcuni procedimenti che possono essere svolti con la massima facilità nei confronti dei segnali analogici implicano una tecnologia più complessa, e quindi più costosa, quando vengono svolti nei confronti di segnali di natura digitale, sebbene tale inconveniente venga in parte neutralizzato dalla possibilità di far funzionare — tramite il medesimo impianto — un certo numero di canali col sistema "multiplex". Può a volte risultare più conveniente trasformare il segnale in forma analogica, elaborarlo, e quin-

di convertirlo in forma digitale, nel qual caso può verificarsi l'opportunità di disporre di un certo numero di convertitori A/D e D/A, il che comporta ovviamente un aumento dei costi.

Con ogni probabilità, tuttavia, lo svantaggio più grave che caratterizza un segnale di tipo digitale consiste nel fatto che in presenza di condizioni critiche di trasmissione, che potrebbero semplicemente alterare non in forma gravissima un segnale di tipo analogico, è invece possibile arrecare gravi d'anni all'equivalente digitale. Ad esempio, una eventuale discontinuità di un segnale digitale può essere causa di disturbi maggiormente evidenti di quanto non lo sarebbero con un segnale di tipo analogico.

Ciò nondimeno, i tecnici che si occupano di amplificazione sonora e di segnali televisivi stanno compiendo ogni possibile sforzo per raggiungere il momento in cui i segnali verranno prodotti direttamente in forma digitale fin da parte dei trasduttori primari, vale a dire del microfono o della telecamera, fino a raggiungere il trasmettitore e persino — in un futuro distante — fino al ricevitore.

Nella tecnica di elaborazione dei segnali acustici, la maggior parte della spinta verso le tecniche digitali è dovuta alla conoscenza del fatto che il registratore analogico ha raggiunto i limiti teorici del suo sviluppo, e costituisce attualmente un ostacolo agli effetti della riproduzione di suoni con qualità ancora più elevate.

Probabilmente, la più antica applicazione della tecniche digitali ai circuiti di amplificazione sonora venne tradotta in pratica quando ci si accorse che i metodi analogici non consentivano un sistema soddisfacente per ritardare il segnale. Per questo motivo, vennero realizzate unità di ritardo che convertirono il suono in forma digitale, ne effettuavano il ritardo, e quindi lo riconvertivano in forma analogica.

Ad esempio, nel dispositivo T101, della Gotham Delta, si faceva uso di una successione di 10 "bit", per ottenere un rapporto tra l'ampiezza di picco del segnale e l'ampiezza di picco del rumore di 60 dB, il quale risultato era del tutto adeguato, tenendo presente che sarebbe stato quasi certamente adottato nell'eventualità che l'uscita avesse costituito una piccola parte dell'intero segnale a frequenze acustiche, mentre la parte di rumore inerente sarebbe stata mascherata dalle altre parti del segnale globale risultante.

COLLEGAMENTI MEDIANTE IMPULSI CODIFICATI

Molto probabilmente, l'impiego più noto delle tecniche digitali nel campo della trasmissione consiste nell'impiego della modulazione mediante impulsi codificati dei segnali acustici, per facilitarne la distribuzione tra i diversi studi ed i trasmettitori.

In realtà, nulla è apparso di nuovo sotto il sole per quanto riguarda questo sistema di modulazione: infatti, la stampa tecnica si occupò di tali argomenti fin dal lontano 1938, soprattutto mediante pubblicazioni edite a cura della Standard Telephone Laboratories. Tuttavia, il principio teorico trovò la possibilità di pratica applicazione soltanto a seguito dell'avvento dei semiconduttori.

La BBC si è servita delle tecniche di collegamento mediante modulazione ad impulsi codificati tra l'edificio di trasmissione vero e proprio ed i trasmettitori secondari, fin dal 1972. La stazione di Sutton Coldfield è stata collegata nel novembre dello stesso anno, mentre la stazione di Holme Moss venne collegata nel febbraio del 1973.

Il metodo viene attualmente sfruttato per i trasmettitori che si spingono fino al Nord. A tale riguardo un tecnico dirigente della stessa BBC ha affermato che la spina dorsale del sistema di trasmissione può essere considerata attualmente completa, almeno per quanto riguarda la lunghezza del paese in senso verticale, e la sua estensione verso Ovest. Senza questo sistema — egli sostiene — sarebbe impossibile stabilire i metodi più razionali per raggiungere con le trasmissioni stereo la parte restante dell'intera nazione.

In realtà, il maggior vantaggio del sistema per la copertura stereo consiste nel fatto che i canali possono essere decodificati in corrispondenza del terminale, come se fossero stati codificati prima della trasmissione. Quando si tratta infatti di lunghe distanze, agli effetti della trasmissione su due canali sarebbe praticamente impossibile usare due linee funzionanti con segnali analogici, senza introdurre variazioni di fase e di altro tipo, tra i canali, che comprometterebbero il funzionamento dell'intero sistema.

Sempre a questo riguardo, i tecnici della BBC sperano che anche la copertura della zona nazionale agli effetti delle trasmissioni televisive possa essere migliorata mediante la modulazione con impulsi codificati, così

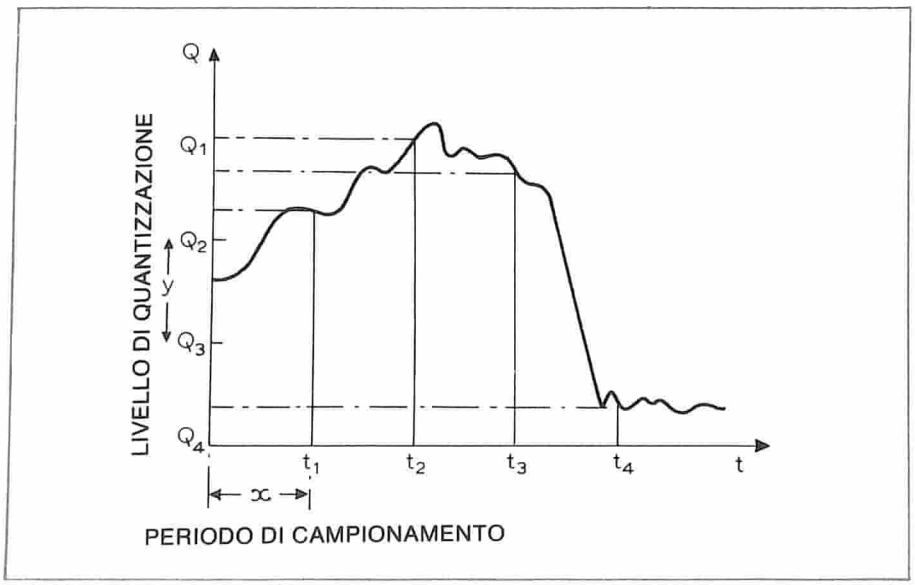


Fig. 1 - Il segnale analogico viene campionato: ad esso viene inoltre assegnato un numero che corrisponde al livello al quale esso era più prossimo nell'istante di campionamento. Nel sistema adottato dalla BBC, il campionamento dura approssimativamente 2,2 μs, e viene effettuato ogni 31 μs. I livelli di quantizzazione sono distanti di 250 μV nel sistema di trasmissione lineare a tredici "bit", attualmente in uso.

come è stato possibile con le trasmissioni radiofoniche di tipo stereo.

L'estensione del suddetto sistema di modulazione ha tenuto il passo con l'introduzione da parte dell'Amministrazione Postale Britannica delle tecniche digitali per le normali linee telefoniche, oltre che per la distribuzione dei segnali musicali lungo le stesse linee. Nel lontano 1973, la GPO ha ottenuto contratti con la SPC, con la Plessey e con la GEC, per produrre apparecchiature di modulazione mediante impulsi codificati, proprio per l'impiego su lunghe distanze; i collegamenti a ventiquattro canali di questo genere sono stati usati per scambi di comunicazione fino alla distanza di 30 km, fin dal 1968.

L'Amministrazione Postale Britannica ha installato inoltre una linea sperimentale tra Guilford, Portsmouth e Southampton durante il 1973, e — nel dicembre dell'anno successivo — diede inizio all'allestimento di altre linee sperimentali, per completare la linea da 1.680 canali, funzionante a 120 Mb/s, tra Guildford e Portsmouth.

Le linee locali a ventiquattro canali erano in grado di funzionare soltanto con 1,5 Mb/s, mentre la linea di Guilford era la prima ad alta velocità funzionante con la modulazione mediante impulsi codificati, appartenente ad un sistema che un giorno potrà coprire l'intera superficie europea; da ciò deriva appunto l'importanza attribuita al sistema dalla BBC e dalla IBA.

Così come viene usato attualmente, il sistema di distribuzione dei segnali radio mediante modulazione con impulsi codificati sfrutta una frequenza di campionamento di 32 kHz, che risulta essere pari a quattro volte la frequenza di campionamento usata dall'Amministrazione Postale agli effetti delle linee telefoniche codificate in modo digitale. Esistono complessivamente 8.192 livelli di quantizzazione equamente spaziati in ciascuno dei tredici canali, e ciascuno di questi livelli viene definito mediante una parola binaria da 13 "bit" oltre ad un "bit" di parità.

A ciascun gruppo di tredici campioni aggiunti unidici "bit" di sincronizzazione, e cinque "bit" ausiliari per il controllo a distanza del trasmettitore, per la commutazione mono-stereo, e così via, raggiungendo così un'"intelaiatura" totale di centoventotto "bit". La frequenza totale corrisponde quindi a 6,336 Mb/s.

Questi segnali vengono inviati verso linee del tipo SHF, e si prestano all'impiego per le trasmissioni televisive.

La BBC ha sviluppato anche diversi modi per inviare i segnali di modulazione mediante impulsi codificati. lungo i collegamenti funzionanti a 2,048 Mb/s, che l'Amministrazione Postale continua a sviluppare per seguire trasmissioni di tipo digitale. Normalmente, soltanto quattro canali per segnali acustici possono essere accolti lungo tale linea, ma la stessa BBC sta cercando il mezzo per ridurre la frequenza degli impulsi per ciascun canale, in modo che risulti possibile inoltrare complessivamente sei canali lungo la stessa linea, con un conseguente risparmio nei costi.

I tecnici del ramo hanno potuto valutare che i tredici canali esistenti attualmente potrebbero invece diventare ventiquattro canali, adottando il medesimo sistema.

La precisione con la quale una forma d'onda analogica può essere segmentata, codificata ad impulsi per la modulazione, e quindi riallestita in corrispondenza del punto di ricezione, dipende dalla frequenza di campionamento, e dal numero dei livelli in cui l'ampiezza massima di quel segnale deve essere suddivisa. Ciascuno di questi livelli viene definito con un numero, ed il livello al quale l'ampiezza del segnale è più prossima quando giunge l'istante di campionamento determina la trasmissione del proprio numero.

Di conseguenza, in riferimento al grafico di **figura 1,** Q_2 viene trasmesso nell'istante t_1, Q_1 nell'istante t_2, Q_1 ancora nell'istante t_3 e Q_4 nell'istante t_4. In parole povere, se le distanze "x" ed "y" vengono ridotte, le suddette forme d'onda possono essere riprodotte con precisione molto maggiore.

Si tratta sostanzialmente di una misura del miglioramento che la modulazione mediante impulsi codificati comporta, nel senso che le caratteristiche del segnale possono essere in effetti migliorate, proprio aggiungendo ad esso una certa quantità di rumore. Con livelli molto bassi del segnale, la distanza tra i livelli di quantizzazione diventa una parte apprezzabile dell'ampiezza del segnale stesso. Esiste però una certa tendenza da parte di piccole variazioni del livello del segnale a provocare salti irregolari da un livello ad un altro. Dal momento che questi salti possono essere molto più larghi delle variazioni di livello del segnale che li producono, l'effetto può risultare udibile, particolarmente in corrispondenza dell'estinzione di determinati tipi di suoni. Gli inglesi definiscono questo fenomeno col termine di "crumbling", vale a dire "distorsione granulare".

Per contrastare questo fenomeno, viene aggiunto al segnale originale un secondo segnale di forma d'onda rettangolare, la cui frequenza corrisponde alla metà della frequenza di campionamento, mentre l'ampiezza è pari alla metà del livello di quantizzazione, con la sovrapposizione di un certo ammontare di rumore bianco. Il segnale aggiuntivo peggiora il rapporto tra segnale e rumore con un rapporto di circa 1,5 dB, ma il rumore risultante — se udibile — appare più continuo e meno compromettente dal punto di vista qualitativo, in quanto provoca il passaggio dei segnali a basso livello diverse volte attraverso i livelli di quantizzazione, con intervalli più frequenti. Dopo l'aggiunta di questi segnali supplementari, il rapporto teorico tra segnale e rumore risulta pari a 70 dB.

L'errore di codificazione in fase di trasmissione può corrispondere approssimativamente alla metà di un tratto di quantizzazione, per cui questi tratti devono essere resi il più possibile esigui. Per definire tratti di quantizzazione di minore entità, deve essere aumentato il numero delle cifre binarie che vengono trasmesse per rappresentare ciascun livello.

Ciascuna aggiunta di una cifra binaria alla lunghezza della parola che fornisce il numero significa un raddoppio del numero dei livelli, ed una riduzione del rumore di quantizzazione di 6 dB. Occorre però aggiungere che ciascuna aggiunta di un "bit" alla parola binaria significa anche un aumento della larghezza di banda necessaria per poter trasmettere adeguatamente il segnale.

Di conseguenza, se la frequenza dei "bit" per ciascuna parola deve essere ridotta, è anche necessario trovare un metodo per comprimere il segnale, in modo che le variazioni di livello, indipendentemente dal fatto

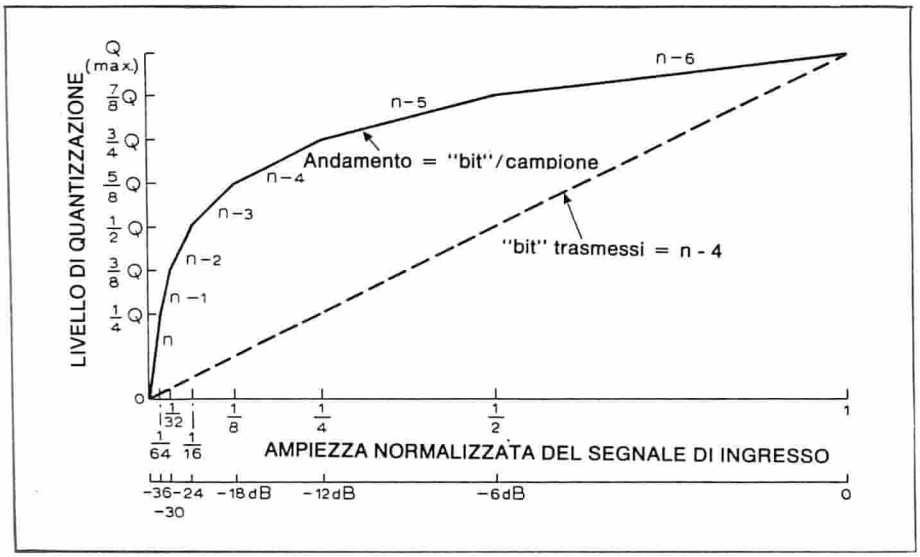


Fig. 2 - La legge "A" a sette segmenti, attualmente in uso per le comunicazioni telefoniche: Q rappresenta il numero massimo dei codici digitali disponibili.

che si manifestano con livelli bassi o alti, si basino sull'impiego del maggior numero possibile di livelli di quantizzazione.

Un procedimento inverso deve invece essere applicato all'estremità opposta, per ristabilire il segnale nelle sue proporzioni originali.

I PROCEDIMENTI DI CONTRAZIONE

Grosso modo, esistono due sistemi principali di contrazione: il sistema istantaneo e quello sillabico.

Il metodo istantaneo di contrazione si basa sul principio della modifica del guadagno del compressore, a seconda dell'ampiezza istantanea del segnale. Affinché possa poi essere ricostruito perfettamente, il segnale che raggiunge i circuiti di espansione nel punto di ricezione deve essere il medesimo che è stato reso disponibile dal compressore, in fase di trasmissione. È dunque chiaro che, tramite una linea di qualsiasi lunghezza, questa condizione non può essere soddisfatta.

Con il sistema sillabico, il guadagno del compressore viene regolato ad opera di un segnale derivato dall'inviluppo del segnale stesso, mediante rettificatori con costanti di livellamento di alcuni millisecondi: di conseguenza, la tensione di controllo non dipende in modo critico dalle caratteristiche di fase del percorso del segnale.

La BBC si è rifiutata praticamente di usare il sistema di contrazione sillabico di tipo analogico, per il campo della stereofonia. Sebbene venissero risparmiati due "bit" per campione, la complessità degli strumenti analogici di elaborazione rendeva il sistema poco attraente per quanto riguardava il costo e la sicurezza di funzionamento.

In pratica, il sistema doveva essere usato per comprimere i segnali acustici attribuendo loro la struttura di segnali di sincronismo, ma non venne ritenuto adatto per la stereofonia, in quanto era necessario impiegare simultaneamente due unità sillabiche, con caratteristiche assolutamente identiche tra loro.

I metodi che la BBC sta attualmente sviluppando si basano su princìpi analoghi a quelli sui quali funzionano i compressori a discontinuità istantanea, a suo tempo descritti da Bartlett e da Greszczuk.

Gli svantaggi già attribuiti ai compressori istantanei non sorgono nel caso della trasmissione dei segnali sotto forma digitale, in quanto esistono difetti di non linearità sulla forma d'onda dei segnali trasmessi. L'unica difficoltà consiste nell'ottenere un adattamento corretto tra la caratteristica non lineare del compressore nel punto di trasmissione, e quelle dell'espansore nel punto di ricezione.

Questo inconveniente può però essere superato introducendo un certo fattore di non linearità, dopo la conversione dal sistema analogico a quello digitale. La base di questo metodo consiste nel comprimere i tratti di quantizzazione per i segnali a basso livello, e nel consentire che tali tratti assumano dimensioni maggiori per segnali a volume elevato.

In pratica, ciò significa che i tratti di quantizzazione in un segnale a basso livello di intensità corrispondono ad una lunghezza delle parole maggiore di quella che viene riscontrata in pratica durante la trasmissione.

La curva di compressione normalmente usata nel campo della telefonia, ed attualmente accettata da tutti gli Enti Europei di trasmissione, consiste nella legge di compressione "A" a sette segmenti, illustrata alla **figura 2.** Sono stati realizzati degli impianti che fanno uso di un numero di segmenti minore, ma è stato facile riscontrare che, dividendo il segnale in un numero maggiore di tratti, non si ottengono vantaggi apprezzabili.

L'andamento della curva permette di stabilire il numero dei "bit" trasmessi, per cui — sebbene il numero effettivo degli impulsi trasmessi, che costituisce un valore costante, sia rappresentato dalla linea tratteggiata, — in corrispondenza di livelli piuttosto bassi il segnale ha la possibilità di passare attraverso quel numero di livelli che — se il segnale venisse elaborato da un circuito a caratteristica lineare di funzionamento — corrisponderebbero ad una lunghezza del segnale-parola pari ad un numero "n" di "bit".

Verso la metà del tratto ascendente, l'andamento della curva assume il valore "n - 4", che, per coincidenza, corrisponde al medesimo andamento della linea tratteggiata: di conseguenza, coincide col numero effettivo dei "bit" che vengono trasmessi. I segnali a livello elevato devono invece essere trasmessi con una frequenza dei "bit" inferiore al numero effettivo degli impulsi trasmessi. In sostanza, la legge "A" a sette segmenti è costituito da una legge di compressione continua.

Bartlett e Greszczuk proposero una legge di compressione che aveva invece una caratteristica discontinua. Il funzionamento del sistema è stato paragonato a quello di un voltmetro digitale, munito di un sistema di regolazione automatica della por-

tata. La curva relativa è illustrata alla **figura 3.**

Un segnale che possa variare di ampiezza tra zero ed un ottavo dell'ampiezza massima può sfruttare tutti i livelli disponibili di quantizzazione, ed in questo caso l'andamento della curva è tale che la frequenza dei "bit" è quella di "n" "bit" per campione.

Man mano che il livello aumenta, la "portata" viene corretta, ed il segnale ha così la possibilità di occupare la metà superiore della gamma disponibile di quantizzazione. Devono però essere trasmesse, altre informazioni supplementari per consentire all'apparecchiatura di recezione di stabilire quale sia la parte della curva lungo la quale viene elaborato il segnale.

Tutti i segnali del sistema proposto dalla BBC vengono trasmessi con una parola della lunghezza di dieci "bit", ma, con livelli bassi, la distanza tra i livelli di quantizzazione è la medesima che esisterebbe in un sistema di trasmissione funzionante a tredici "bit".

Il sistema prevede complessivamente quattro portate, che corrispondono rispettivamente a risoluzioni di tredici, dodici, undici e dieci "bit" per campione. Un cosiddetto fattore di "scala", viene trasmesso a parte, per consentire all'apparecchiatura ricevente di stabilire quale delle quattro portate del livello del segnale corrisponde a quella di funzionamento. Nei sistemi di compressione effettivamente istantanea, a ciascuna parola viene unito il suddetto fattore di "scala", sebbene la BBC abbia scoperto che tale fattore è necessario soltanto approssimativamente ogni trenta parole di campionamento. Il fattore di "scala" a due "bit" viene trasmesso ad intervalli di circa 1 ns, e denota il valore di picco del gruppo di parole che segue. Per questa ragione, il metodo presenta prerogative comuni con entrambi i sistemi sillabico ed istantaneo; questo è il motivo per il quale viene definito come sistema di compressione "quasi-istantaneo".

Se per ciascun campione si usano dieci "bit", e se viene trasmesso un fattore di "scala" di due "bit" ogni trenta parole, in tal caso la frequenza dei "bit" per canale con una frequenza di campionamento di 32 kHz assume il valore di 322,13333 kb/s.

Di conseguenza, sei canali implicano una frequenza di 1,9328 Mb/s, che — in un collegamento funzionante con la frequenza di :,048 Mb/s — lascia disponibili 115,2 kb/s per la sincronizzazione, per la protezione contro gli errori e per le segnalazioni.

La protezione contro gli errori verrà presa in considerazione più avanti, ma — durante le ricerche — è risultato evidente che mentre un errore nel "bit" più significativo di ciascuna parola produce un suono piuttosto intenso, un errore che si verifichi invece nella cifra binaria meno significativa risulta praticamente impercettibile.

È quindi chiaro che non tutte le parole impongono le esigenze di protezione contro gli errori. Gli errori presenti soltanto nei primi cinque "bit" in un segnale codificato linearmente devono essere nascosti. In un segnale compresso in modo digitale con sistema "quasi-istantaneo" — tuttavia — i "bit" più significativi vengono trasmessi soltanto durante la trasmissione di segnali ad alto livello ed a frequenza elevata, per cui i suoni parassiti dovuti ai cosiddetti errori risultano in numero inferiore. Ne deriva che soltanto i due o tre "bit" più significativi oltre ai due "bit" nel fattore di "scala" impongono le esigenze di protezione.

Sarebbe opportuno notare a questo punto che il rumore modulato del metodo di compressione digitale "quasi-istantaneo" della BBC è inferiore a quello del metodo di compressione mediante la legge continua "A", che impiega il medesimo numero di "bit" per campione.

Il metodo della BBC è stato descritto in un primo tempo in base all'impiego di un sistema di simulazione analogica, che — quando venne realizzato il prototipo — si dimostrò sostanzialmente preciso.

Il prototipo, illustrato nello schema a blocchi di **figura 4,** è ancora in fase di sviluppo, ma si spera che esso sarà ben presto in grado di aumentare le prestazioni dei metodi di collegamento lineari attualmente esistenti a tredici "bit", impieganti la modulazione per impulsi codificati.

Un ultimo argomento che vale la pena di considerare è che non esistono reciproche influenze agli effetti della distorsione, almeno così sembra, tra il sistema di espansione

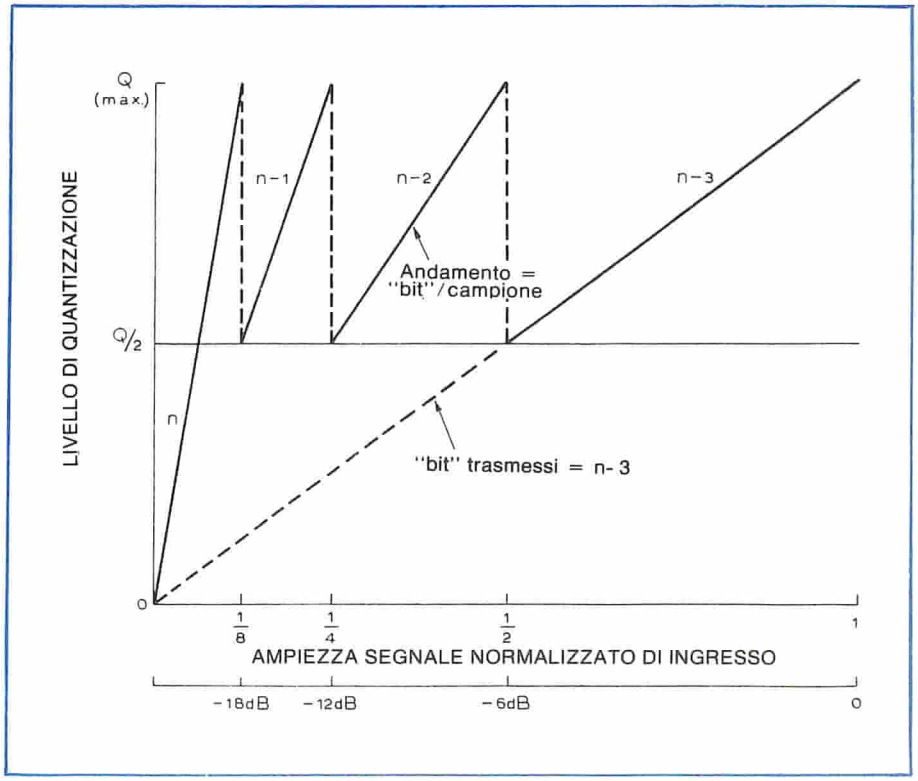


Fig. 3 - Legge di compressione a quattro gamme, denominata "automatic ranging code". Q rappresenta il numero massimo dei codici digitali attualmente disponibili. Una parola di controllo da due "bit" deve essere trasmessa in aggiunta alla parola di lunghezza "n - 3", in modo che, nella sua forma fondamentale, una sola cifra binaria possa essere salvata per ciascuna parola.

"quasi-istantaneo" ed il metodo di codificazione Dolby, che può essere predisposto in qualsiasi altro punto, lungo la catena di elaborazione del segnale.

I REGISTRATORI DIGITALI

Una delle innovazioni attese più ansiosamente consiste nella presentazione di un registratore sonoro in versione pratica, funzionante su base digitale. Sebbene non si sia verificata ancora la produzione vera e propria di un registratore commerciale di questo tipo, la BBC ha realizzato un prototipo din dal 1972. Il suddetto registratore digitale non impone la premagnetizzazione, elimina completamente i problemi relativi ai fenomeni "wow" e "flutter", funziona con livelli di rumore e di distorsione notevolmente inferiore, ed impone minori esigenze di manutenzione rispetto all'equivalente analogico. In aggiunta, il segnale fornito da un registratore di questo tipo può essere ritardato per un periodo di tempo di qualsiasi lunghezza, a seconda delle esigenze del tecnico che ne fa uso.

Esiste però il problema in base al quale il registratore necessita di almeno una traccia per ciascun "bit" nella lunghezza della parola, per cui, per ottenere in un canale la riproduzione o la registrazione di parole da tredici "bit", sono necessarie almeno tredici testine di registrazione, ed altrettante di riproduzione: in altre parole, occorrono complessivamente tredici tracce.

Ciò significa in pratica che per il procedimento di registrazione e per quello di riproduzione sono necessarie due testine, nel senso che le tracce di uno dei procedimenti risultano interposte rispetto a quelle dell'altro. Di conseguenza, possono sorgere delle difficoltà quando si riproduce con una testina e si registra con l'altra, a causa della diversa combinazione delle distanze.

Il registratore digitale della BBC è stato relizzato per compiere un passo lungo la strada che portò alla realizzazione successiva del registratore digitale per segnali televisivi, che la stessa BBC ha potuto realizzare soltanto due anni più tardi, e di cui è stata effettuata una dimostrazione durante la mostra tenuta nel 1974 (IBC) presso l'Hotel Grosvenor House.

Quando venne dato l'inizio alla costruzione del registratore sonoro, H. Jones ed A. Bellis, ed i relativi colleghi, decisero che l'apparecchio sarebbe stato munito di strumentazione normale, e di un meccanismo di trascinamento funzionante con velocità abbastanza ridotta; ciò in quanto il nastro in grado di funzionare con livelli elevati di energia è piuttosto difficile da procurare, ed è anche molto costoso.

La **figura 5** illustra lo schema a blocchi del dispositivo: ciascun canale viene campionato alla frequenza di 32 kHz, ed i due canali vengono interlacciati con una frequenza di 64 kHz, nella sezione "multiplex". I livelli di questi segnali vengono in seguito convertiti in codici digitali paralleli a tredici "bit", ai quali vengono aggiunti due "bit", di parità, ed un "bit" per l'identificazione del canale, portando quindi a sedici "bit" la parola di ciascun campione, alternando i campioni per ogni singolo canale. Il cosiddetto "stuffer", inserisce gli impulsi di quadro nel canale ad intervalli regolari, per consentire l'esecuzione degli effetti di correzione nei confronti della temporizzazione.

Uno dei più importanti contributi che il registratore digitale su nastro comporterà molto probabilmente per il tecnico audiofilo, consiste proprio nella possibilità di correggere la temporizzazione, con un metodo il cui principio è stato adeguatamente dimostrato tramite il prototipo costruito dalla BBC. Esistono infatti due diversi tipi di errori di temporizzazione che possono manifestarsi in una registrazione su nastro di qualsiasi tipo di segnale. Uno di essi consiste nell'errore dinamico del tipo "wow" e "flutter", mentre l'altro consiste in un errore statico dovuto normalmente ad un inadeguato allineamento delle testine. Non è difficile immaginare le conseguenze di un piccolo errore agli effetti della regolazione dell'azimuth, se si considera che la densità riscontrabile sul prototipo del registratore stereo era di ben 5.000 "bit" per pollice, pari a circa 196,85 "bit" per millimetro. Infatti, i normali nastri usati nei calcolatori elettronici funzionano con densità tipiche di 1.600 "bit" per pollice, pari a circa 62,99 "bit" per millimetro.

A partire da quell'epoca, la BBC ha conseguito notevoli progressi, fino a raggiungere densità di registrazione di 15.000 "bit" per pollice (circa 590,55 "bit" per millimetro), per cui risulta sufficiente soltanto un piccolo errore nella cifra letta nella parte superiore del nastro, per ottenere la perdita di diversi periodi "clock" dal "bit" che viene letto invece nella parte inferiore.

Per quanto riguarda invece la registrazione, ogni cento "bit" vengono inseriti nei dati degli impulsi di sincronizzazione della durata di otto "bit". Questo accorgimento viene tradotto in pratica leggendo i cento "bit" che vengono trasferiti in magazzino, con la frequenza corretta, mentre la loro lettura avviene in seguito con una rapidità leggermente maggiore. Ciò consente la disponibilità di un intervallo di otto "bit" all'estremità di ciascuna sequenza di cento "bit", durante la quale è possibile inserire gli otto "bit" che costituiscono gli impulsi di quadro.

Questi impulsi vengono aggiunti simultaneamente su tutti i sedici canali.

I dati codificati secondo il sistema Miller (oppure modulati in ritardo) contengono i propri impulsi "clock", e — d'altro canto — questi impulsi registrati vengono usati per ottenere la sincronizzazione rispetto ai 108 "bit" di dati, in uno "shift register" da cento "bit".

Gli otto impulsi di quadro vengono persi, ma solo nel momento in cui hanno completamente svolto la loro funzione, che consiste nel correggere la corrente di dati attraverso il magazzino delle informazioni.

Il procedimento di lettura dei dati presenti nel magazzino con maggiore lentezza viene in seguito invertito, per cui — sebbene i dati possano essere arrivati irregolarmente nel magazzino di riproduzione, come viene imposto dalla velocità degli impulsi "clock" derivati dal segnale presente sul nastro e dell'eventuale disallineamento tra la testina superiore e quella inferiore — essi vengono tuttavia prelevati con un una frequenza predeterminata e regolare, fissata dalla frequenza degli impulsi "clock" che convogliano in origine l'informazione nel magazzino di ingresso, durante la registrazione.

Sebbene ciascuno dei sedici canali comporti un magazzino nel quale le informazioni vengono lette con una frequenza che dipende dai propri impulsi "clock" interni, ogni informa-

zione viene letta con un ritmo indipendente dalla velocità di scorrimento del nastro, ma che dipende invece dalla precisione con cui vengono effettuate innanzitutto la registrazione, ed in seguito la riproduzione.

Questi circuiti sono stati definiti col termine di "stuffer" e "de-stuffer", per ovvi motivi: il termine "stuffer" — infatti — significa in inglese "imbottitore".

Nel prototipo, erano risultati ammissibili errori di temporizzazione di ±0,75 ms, mentre un servo-dispositivo a larghezza di banda limitata per il controllo del rullo di trascinamento manteneva la velocità di scorrimento entro tali limiti.

L'apparecchiatura era munita di due testine di registrazione interlacciate ad otto tracce, e di altrettante testine, anch'esse interlacciate e ad otto tracce, per la riproduzione. Il nastro per strumentazione tipo 951 da 12,7 mm (mezzo pollice) della 3M passava davanti a queste testine alla velocità di 15 pollici al secondo. Il prototipo — inoltre — funzionava con un rapporto tra segnale e rumore di 72 dB, e la modulazione incrociata, prevalentemente imputabile ai circuiti analogici di ingresso e di uscita, era pari a -45 dB.

Questa apparecchiatura imponeva quindi dei miglioramenti, almeno per quanto riguardava gli errori inevitabili prodotti dallo stesso nastro, che determinavano segnali di disturbo compromettenti rispetto ai segnali digitali che dovevano essere preparati mediante una tecnica di cancellazione dell'errore. Ciò significa che, se si presentava un errore, denunciato dal o dai "bit" di parità, in sostituzione veniva inserita la parola corretta precedente.

Questo metodo viene definito come "interpolazione di ordine zero", e — sebbene fosse in parte soddisfacente — il trattamento degli errori imponeva ulteriori ricerche.

Per i due anni successivi, il Dipartimento Ricerche della BBC si è dato da fare nei confronti dello studio della realizzazione del registratore televisivo digitale, e, in seguito, grazie all'esperienza acquisita, essi sono stati in grado di applicare tecniche più avanzate, sfruttandole per migliorare ulteriormente le prestazioni del registratore sonoro.

Nel frattempo, i tecnici giapponesi dalla Nippon Columbia e della OKI Electric Industry Company stavano sviluppando un registratore sonoro funzionante sullo stesso principio della modulazione mediante impulsi codificati, in collaborazione con la NHK Research Laboratories. Essi usavano treni di impulsi "multiplexati" in serie su nastro video da due pollici, e ciò significa che il consumo del nastro era molto maggiore per cui era necessario ricorrere all'impiego di un nastro di tipo più costoso.

Sebbene su quel tipo di nastro fosse possibile accogliere otto canali, era molto probabile che sarebbe stato necessaria affrontare delle difficoltà per modificare il segnale di un canale, senza esercitare alcuna influenza sugli altri.

Questo fu uno dei motivi per i quali la BBC respinse il metodo della registrazione trasversale nel campo video. L'impiego di un registratore video su nastro significava anche che il registratore doveva essere inizialmente più costoso. In aggiunta, potevano essere necessari controlli di parità più numerosi con treni di impulsi seriali, che non con treni di impulsi in parallelo. Gli errori presenti nei treni di impulsi paralleli registrati longitudinalmente possono essere corretti attraverso le tracce adiacenti.

Nel sistema di registrazione video su nastro, il ritmo di campionamento per ciascun canale era 47,25 kHz, e la lunghezza della parola era di tredici "bit", oltre ad un "bit" di parità, e ad un altro "bit" per il controllo della fase. Il ritmo totale dei "bit" era perciò di 5,67 Mb/s.

Per rendere il segnale compatibile con quelli provenienti da altri registratori a nastro, una scansione orizzontale del segnale televisivo corrispondeva a tre campioni degli otto canali. La frequenza "clock" era di 7,1825 Hz.

Occorre aggiungere che questa macchina è ben oltre lo stadio di sviluppo, e che è stata usata particolarmente per la registrazione di matrici di disco esenti da distorsione. Può funzionare con una velocità pari alla

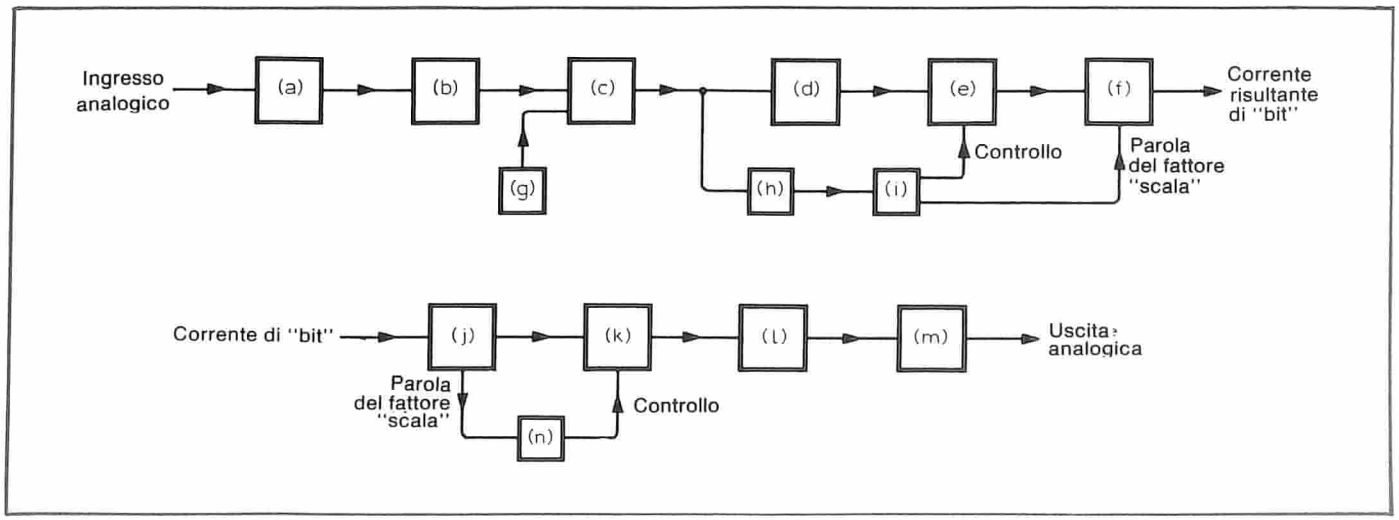


Fig. 4 - Schema a blocchi di un compressore digitale "quasi-istantaneo" sperimentale, a canale singolo. Le funzioni che vengono svolte sono le seguenti: (a) pre-enfasi; (b) limitatore; (c) convertitore lineare A / D da 13 "bit"; (d) ritardo digitale; (e) compressore con "shift register" a lunghezza variabile; (f) sistema "multiplex"; (g) generatore di sovraeccitazione; (h) misura digitale dell'ampiezza del segnale; (i)ampiezza di registrazione e di immagazzinamento; (j) "demultiplexer"; (k) "shift register" di espansione a lunghezza variabile; (l) convertitore D / A lineare a tredici "bit"; (m) de-enfasi; (n) registrazione ed immagazzinamento del fattore di scala.

metà di quella normale, ed una testina molto avanzata deve essere adattata al sistema di registrazione, per consentire di alterare il solco automaticamente per quanto riguarda la frequenza delle oscillazioni e la loro profondità.

Quando arrivò, il registratore televisivo digitale della BBC faceva uso di una macchina di trascinamento per nastro da un pollice, che scorreva alla velocità di 120 pollici al secondo. Due testine sfalsate di tipo non regolabile registravano simultaneamente quarantadue tracce da 18 millesimi di pollice di larghezza. L'immagine risultante era di qualità professionale, a colori, e non denotava errori di temporizzazione o di aberrazione geometrica.

In un primo tempo, nell'apparecchiatura si era fatto uso di un sistema di cancellazione per ottenere una media tra l'ultima parola corretta e quella successiva, ma in seguito le prestazioni vennero migliorate usando anche le tecniche di correzione cromatica.

Attualmente, due terzi degli errori che si manifestano eventualmente vengono nascosti, mentre un terzo viene corretto. I primi quattro "bit" di ciascuna parola da otto "bit" devono essere corretti, mentre gli altri "bit" non sono importanti in un periodo di errore.

Un altro fenomeno che ha contribuito allo sviluppo della macchina consisteva in deter,minate particolaconsentiva in determinate particolarità del sistema PAL, che permetteva il campionamento con meno del minimo teorico di Nyquist, al doppio del componente a frequenza più elevata del segnale. Più tardi ancora la macchina venne perfezionata in modo che risultava possibile eseguire registrazioni successive e ripetute di uno stesso segnale. In una particolare occasione, un segnale fu stato registrato duemila volte, e — alla fine — esso risultava ancora perfettamente riconoscibile, e con le tonalità cromatiche corrette.

CORREZIONE DELLA TEMPORIZZAZIONE

Sebbene la protezione contro gli errori per i segnali televisivi si sia dimostrata più facile che non per i segnali acustici, la correzione della temporizzazione nei confronti di un segnale analogico televisivo appare molto più critica che non quella della temporizzazione di un segnale acustico.

La correzione di gitale della temporizzazione dei segnali televisivi analogici registrati costituisce attualmente uno degli impieghi principali delle tecniche digitali in campo televisivo. Una volta realizzato il registratore per segnali televisivi, la BBC ritornò a migliorare il sistema di correzione degli errori e della temporizzazione del registratore sonoro.

Con la densità di registrazione che veniva usata, gli inconvenienti dovuti al nastro erano potenzialmente più gravi di quelli riscontrabili in un registratore analogico, in quanto uno solo di essi poteva sopprimere duecento e persino trecento "bit" dell'informazione; orbene una perdita di questo genere è ovviamente più dannosa nei confronti di un segnale digitale, come già abbiamo avuto la possibilità di dimostrare.

Uno dei metodi attraverso i quali poteva nascondere questo inconveniente si basava sul fatto che era attuabile la cancellazione di parole (eseguita in modo sufficiente) nei confronti di errori isolati; ma tale cancellazione non lo era nei confronti degli errori dei segnali "burst". Di conseguenza, i tecnici tentarono di trasformare gli errori dei segnali "burst" in errori isolati, serrando i treni di impulsi di campionamento prima della registrazione, e quindi epandendoli nuovamente.

Teoricamente — in tal caso — sembrava che gli errori "burst" si ridistribuissero, e potessero essere quindi rivelati uno alla volta. In sostanza, tali errori erano stati diffusi in modo tale che sarebbe stato possibile ottenere dieci parole "buone" tra ciascun errore, per cui si tentò anche la cosiddetta interpolazione di ordine zero nei confronti dell'errore stesso, ogni volta che esso si presentava.

Questa tecnica si è però dimostrata in seguito inadeguata. Analoghi risultati vennero ottenuti quando l'interpolazione di primo ordine venne usata con la tecnica di ridistribuzione dell'errore, che — in ogni caso — era basata sul presupposto probabilmente dubbio che l'errore non avrebbe presentato una larghezza maggiore di quella prevedibile.

In seguito i tecnici decisero che

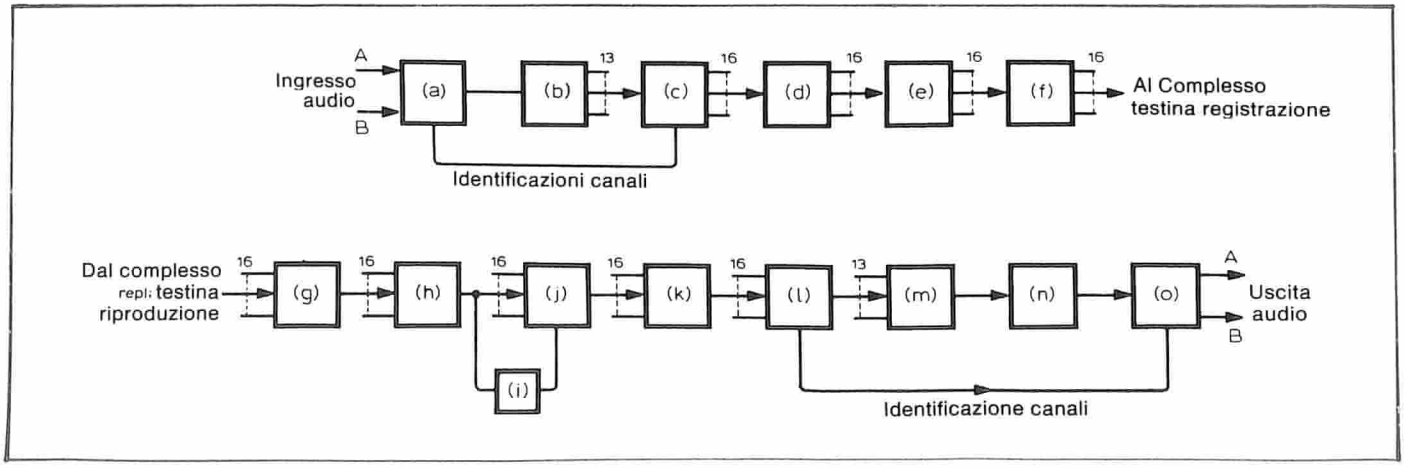


Fig. 5 - Canali di registrazione e di riproduzione di un registratore digitale. Le funzioni sono le seguenti: (a) dispositivo "multiplex"; (b) convertitore A / D; (c) generatore di parità; (d) "stuffer"; (e) modulazione di ritardo (Miller); (f) amplificatore di registrazione; (g) amplificazione di riproduzione; (h) differenziatore e suddivisore; (i) rigeneratore "clock"; (j) modulazione di ritardo e relativo decodificatore; (k) "de-stuffer"; (l) controllo di parità; (m) unità di cancellazione; (n) convertitore; (o) "de-multiplexer".

avrebbero dovuto sviluppare una tecnica di correzione completa dell'errore, anziché nasconderlo semplicemente. A tali effetti, essi partirono dal presupposto che — sebbene gli errori dei segnali "burst" potevano sopprimere duecento e forse anche trecento "bit" — una sola traccia alla volta avrebbe subito una certa influenza. Per dimostrare ciò essi registrarono il segnale tra quattro tracce, e — durante la decodificazione — staccarono una di esse, senza danneggiare il segnale, fatta eccezione per gli inconvenienti dovuti al nastro e che si manifestavano altrove, nelle tre tracce.

In sostanza si fece uso di un codice ciclico di errore, che funzionava in modo tale da dividere la parola di errore per un altro numero, e — se il segnale era corretto — non risultavano impulsi restanti.

Se se ne riscontrava la presenza, la loro ampiezza indicava dove si trovava l'errore, dopo di che era possibile intervenire con la correzione. In tal caso, non era necessario essere in possesso di alcun presupposto per quanto riguardava la lunghezza dell'errore. Se improvvisamente fossero venute meno due tracce in una volta sola, un semplice circuito di silenziamento poteva essere introdotto per la durata di un solo millisecondo.

Durante questi sforzi, i tecnici che tentavano di risolvere questi problemi impararono abbastanza agli effetti della correzione della temporizzazione, soprattutto nel campo della registrazione di segnali televisivi, tanto da essere in grado di usare una ruota "volano" asimmetrica sul registratore sonoro, eliminando il fenomeno "wow" che si produceva. Ciò significa che il servomeccanismo di un registratore digitale a nastro deve soltanto essere tale da mantenere la velocità media del nastro ad un valore abbastanza costante.

Come risultato di queste ricerche, la BBC sostiene che è oggi possibile realizzare una macchina funzionante ad otto oppure a sedici tracce, con un costo competitivo, e con un consumo del nastro minore di quello che si riscontra con un registratore di tipo analogico.

Se con un registratore per segnali acustici si fa uso del medesimo numero di tracce adottato per un registratore televisivo, su di un nastro della larghezza di un pollice è possibile utilizzare complessivamente dieci canali sonori. Oltre a ciò, un "drop-out" può verificarsi simultaneamente in ciascuna dei suddetti dieci canali, finché due fenomeni di questo genere non si manifestano contemporaneamente nel medesimo canale.

Esistono però ancora degli svantaggi: l'edizione per la produzione industriale costituisce uno di essi.

Non è possibile ad esempio effettuare una giuntura in un nastro modulato in modo digitale, come è possibile in un nastro di tipo analogico, nei confronti del quale il rumore della giuntura viene mascherato dallo stesso segnale registrato. Ciò in quanto l'ultimo impulso di codificazione della sezione originale deve corrispondere esattamente al primo impulso di codificazione del nastro-copia, e — con una densità di 15.000 "bit" per pollice — ciò non può essere eseguito senza provocare gravi fenomeni di discontinuità nelle informazioni binarie attraverso il nastro.

Di conseguenza, la copiatura deve essere eseguita elettronicamente, così come accade nei confronti del nastro video. Esistono però delle difficoltà semplicemente nel fare scorrere il nastro nelle due direzioni possibili rispetto alle testine, per trovare il punto nel quale è necessario intervenire. Questa operazione, che è di normale amministrazione nella registrazione analogica, non può essere eseguito altrettanto facilmente su di un'apparecchiatura funzionante col sistema digitale.

Ciò nondimeno, una matrice realizzata con una macchina di tipo digitale è competitiva rispetto ad una matrice a sedici tracce, registrata col sistema Dolby, e le informazioni possono essere facilmente aggiornate. La sincronizzazione nei confronti di un'immagine video è semplice, e gli originali, vale a dire i cosiddetti "master", possono essere immagazzinati in qualsiasi numero di modi (non necessariamente su nastro magnetico), come ad esempio mediante dischi di plastica, o pellicole fotografiche esposte ad un raggio laser. Infine, questi metodi di immagazzinamento non comportano alcun deterioramento agli effetti della qualità del "master".

Tuttavia, il vantaggio principale consiste in un miglioramento della qualità. Un registratore tipico per segnali acustici produce una distorsione per seconda armonica che si trova di 50 dB al disotto del livello di picco, ed una distorsione per mezza armonica che si trova al di sotto del livello di picco soltanto di 34 dB. La distorsione armonica globale misurata sull'apparecchiatura sperimentale della BBC era invece di 68 dB al di sotto del livello di picco.

Soltanto ascoltando registrazioni e riproduzioni a tale livello qualitativo tramite un registratore a nastro è possibile notare quanto possa essere considerato scadente il funzionamento di un registratore di tipo analogico, che funzioni con nastro della larghezza di mezzo pollice, alla velocità di quindici pollici al secondo.

UN FUTURO DIGITALE?

Se la BBC ha sviluppato o sta sviluppando un miscelatore digitale, essa mantiene tuttavia al riguardo un certo riserbo. I suoi portavoce sostengono che un registratore di tipo digitale potrebbe essere usato da solo in uno studio, ma sarebbe molto meglio progettarne l'impiego in abbinamento con un banco di miscelazione, anch'esso di tipo digitale. Varie funzioni, come ad esempio quella di limitazione, equalizzazione, dissolvenza, ecc., sono state ottenute individualmente, aggiungendole al banco di comando, con la necessità supplementare di sincronizzazione tutte le varie funzioni in modo da ottenere il conseguimento dei risultati voluti, rispetto al tempo ed alla qualità, con l'aiuto di impulsi coerenti agli effetti della fase; ma in questo caso possono sorgere problemi di una certa entità.

Esistono alcuni procedimenti, come ad esempio quello di equalizzazione e quello di soppressione parziale di determinati tipi di segnali, che vengono svolti molto più facilmente nei confronti di segnali analogici, ed il risultato può essere ancora migliore quando è necessario disporre di un segnale da convertire in valore analogico per poi elaborarlo e riconvertirlo.

Un'altra difficoltà che si osserva nell'estensione delle tecniche digitali a tutte le branche tecniche relative al suono ed alla televisione consiste nel fatto che gli esperimenti non devono interferire con l'attività di trasmissione di tipo professionale, e quindi ad alto livello qualitativo. Di conse-

guenza, almeno durante il periodo introduttivo, vi saranno parti dell'intero impianto di natura digitale, e parti invece di natura analogica: ciò significa che si riscontrerà la necessità di disporre di un grande quantitativo di convertitori A/D e D/A.

Tutto ciò comporta notevoli costi, e può anche contribuire a peggiorare le caratteristiche qualitative del segnale. Di conseguenza, è necessario effettuare un'attenta valutazione di come sia possibile eseguire le conversioni prima che il peggioramento diventi inaccettabile.

Tuttavia, è anche importante rammentare che — sebbene un circuito digitale che possa svolgere una funzione in modo abbastanza semplice possa essere più complesso e costoso della versione corrispondente analogica — ciò non significa che la console digitale di miscelazione sarà molto più costosa dei tipi attualmente in uso, in quanto un certo numero di canali di miscelazione può essere "multiplexato" attraverso il medesimo impianto. Gran parte delle spese necessarie per allestire un banco di miscelazione del tipo moderno deriva dalla duplicazione della medesima funzione in ciascuna delle due o tre dozzine di canali.

Una memoria potrebbe immagazzinare ciascuna delle regolazioni individuali di ciascun canale; i dispositivi moderni ed automatizzati di miscelazione non sono altro che semplici dispositivi di memoria per la miscelazione analogica, e — in ogni caso — fino ad ora non è ancora stato escogitato alcun metodo standard per ottenere analoghi risultati.

Un altro campo di ricerche consiste nel progettare codici che si adattano alle varie applicazioni, e le necessarie interfacce tra un codice e l'altro. Un tipo di codice, ad esempio quello adottato per la modulazione mediante impulsi codificati lineari da 13 "bit", può costituire la soluzione migliore per le dissolvenze, per la miscelazione e per l'elaborazione del segnale, mentre il sistema "NIDC" da dieci "bit" può risultare più adatto per la trasmissione.

Un altro tipo di modulazione può essere invece più adatto per la registrazione. Le interfacce per il collegamento tra loro di apparecchiature di tipo digitale devono quindi essere progettate in modo da consentire la conversione da un sistema all'altro. L'Unione Europea degli Enti Trasmittenti è attualmente impegnata nel tentare di raggiungere standard comuni per questi codici.

Occorre quindi che trascorra un lungo periodo di tempo, prima che si noti la comparsa dei banchi digitali di miscelazione.

La stessa BBC si è imposta un obiettivo a lunga scadenza (circa sei anni), che consiste nello sviluppo delle apparecchiature necessarie, il quale periodo corrisponde approssimativamente alla durata delle apparecchiature di miscelazione attualmente in uso.

Un uso molto più probabile delle tecniche digitali in un prossimo futuro può essere costituito dall'estensione della copertura da parte dei satelliti, per sostituire i tramettitori di tipo terrestre. Durante l'anno in corso l'Organizzazione Europea per la Ricerca mediante Satelliti lancerà un satellite di prova orbitale per compiere il primo passo verso lo scambio internazionale di programmi televisivi di tipo digitale. All'inizio è stata fatta la proposta di usare collegamenti di tipo analogico per la televisione e per le semplici comunicazioni, mentre attualmente è possibile che si ricorra all'impiego di circuiti di tipo digitale; sotto questo aspetto, la BBC sta proprio sperimentando le attuali possibilità pratiche.

Un'altra possibilità consiste nel fatto che le frequenze appartenenti alla gamma SHF potranno essere sfruttate in seguito per inviare segnali digitali sotto forma di raggi direttamente alla stazione, tramite satellite. L'estensione della copertura radio all'ultima parte della popolazione che attualmente non è ancora servita risulta molto costosa impiegando trasmettitori di tipo terrestre.

Inoltre, un satellite appare molto più democratico: esso può raggiungere chiunque in linea retta, e — almeno per quanto riguarda la BBC — uno sviluppo di questo genere potrebbe costituire una conclusione auspicabile agli effetti della soluzione di tutti i problemi riscontrati nel campo della diffusione dei segnali radio-televisivi.

BERNSTEIN

UTENSILI DI PRECISIONE

I vostri problemi sono anche i nostri, per questo costruiamo utensili con la tradizionale precisione tedesca, usando materiali di qualità superiore.

Come progettare circuiti di lettura per temperatura lineare

a cura della Terry-Ferraris

BREVE METODO PER VALORI DI CIRCUITO APPROSSIMATI

Scelta del termistore (Rt)

In linea di massima, apparecchiature di alta resistenza da (100 kΩ a 500 kΩ a 77° F) sono usate per temperature elevate (da 300° F a 600° F); apparecchiature a resistenza intermedia (da 2 kΩ a 75 kΩ a 77° F) per temperature intermedie (da 150° a 300° F); apparecchiature a resistenze basse (da 100 Ω a 1 kΩ a 77° F) per temperature basse (100° F fino a 150° F).

Il Ro massimo a temperature basse non deve essere eccessivo e deve essere compatibile con i limiti del circuito associato. Se il Ro è eccessivo può causare un segnale falso di amplificazione. Se invece è necessario un Ro elevato e l'amplificazione presenta un problema, si può esaminare la possibilità di usare linee schermate o corrente continua.

La resistenza minima a temperature elevate non dev'essere troppo bassa. Generalmente, la resistenza di un ordine basso di grandezza a temperature elevate dà una diminuzione di sensibilità. Errori dovuti alla resistenza di contatto, resistenza di linea e variazioni della resistenza di linea con variazioni nella temperatura d'ambiente, si possono anche riscontrare con temperature elevate a causa della resistenza inadeguata del termistore.

Scelta dei valori di resistenza per circuiti associati (R_1 R_2 R_3)

I termistori usati per il rilievo di temperatura sono di solito impiegati in un lato di un circuito a ponte. Se la linearità nella variazione della tensione di uscita del ponte al di sopra del campo di temperatura è desiderata con una minima diminuzione nella sensibilità del termistore in serie (R_2) ed il resistore del lato opposto del ponte (R_3) devono essere uguali alla resistenza del termistore al punto medio del campo di temperatura. Il valore del resistore del lato adiacente del ponte (R_1) dev'essere uguale alla resistenza del termistore alla temperatura in cui si deve avere il ponte equilibrato.

Scelta della tensione di entrata (E)

La tensione del ponte in entrata dev'essere compatibile con la dissipazione costante del termistore ed il grado di precisione con cui la temperatura dev'essere misurata. Questo diminuirà la necessità di dare un offset permanente nella lettura di controllo o strumentazione per superare nel termistore gli effetti di auto-riscaldamento, dovuti all'applicazione di un potenza eccessiva. La tensione del ponte può essere determinata come segue:

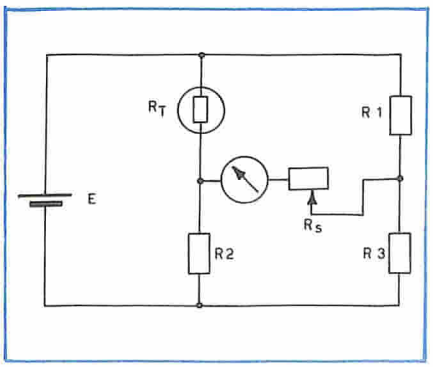


Fig. 1 - Schema elettrico.

$$E = \sqrt{PR}$$

tensione del ponte in entrata = E_{in} = 2xE

Dove: E = tensione nel termistore
R = resistenza del termistore al punto medio del campo di temperatura
P = corrente continua del termistore che darà la precisione desiderata (es. se la CC del termistore è lmW/° C ed è ammissibile l'off-set 0.1° C usare P = lmW).

Scelta del circuito di misura (Rm + Rs)

Se si desidera lettura su voltmetro. la resistenza dello stesso dev'essere almeno pari a 10 volte la resistenza del termistore *alla temperatura più bassa.* Il campo di misura dev'essere scelto in modo che sia compatibile con la tensione in uscita disponibile con i parametri prescelti per il circuito.

Se si desidera la lettura su amperometro, la resistenza del circuito di misura (Rm + Rs) dev'essere circa 10 volte la resistenza del termistore alla temperatura massima. La scelta dei valori del circuito di misura con il campo di corrente esatto (Im) può essere determinata risolvendo innanzitutto il flusso massimo di corrente che si riscontra nel termistore alla temperatura più elevata (fig. 1)

$$I_t = \sqrt{\frac{P_t}{R_t}}$$

Quindi: $I_m = \dfrac{I_t R_2}{R_2 + R_m + R_s}$

in cui: P_t = Corrente continua ammissibile del termistore per avere la precisione desiderata

R_t = Resistenza del termistore alla massima temperatura di esercizio

I_t = Corrente massima nel termistore alla massima temperatura

I_m = Corrente massima nel circuito di misura

R_2 = Resistore del ponte in serie con il termistore

$R_m + R_s$ = 10 (R_t).

Il campo dell'amperometro preselto deve avere una deviazione di fondo scala per un valore di corrente leggermente inferiore alla corrente massima (I_m) calcolata. Il resistore variabile (R_s) può allora essere regolato aumentando la sua resistenza per limitare il flusso di corrente nell'apparecchio di misura (R_m), in modo da non eccedere il valore del fondo scala.

METODO LUNGO PER DETERMINARE I VALORI DEL CIRCUITO

1. *Problema:* Progettare il circuito del ponte a termistore per misurare la temperatura dell'aria da 0 a 50° C, usando una sonda da termistore di 4k ISO-CURVE, con "meter output", e leggibile con una precisione del 0,2° C con scala di temperatura il più lineare possibile.
2. *Resistenza del termistore:* Dal manuale della F.E.I.EMC 5, pag. 19, determinare la resistenza di un termistore da 4k ISO-CURVE alla temperatura minima, massima e media.

   0° C, 11400 Ω; 25° C, 4002 Ω; 50° C, 1619 Ω
3. *Lati del ponte R_1, R_2, R_3:* Per una scala lineare in uscita, i lati del ponte R_2 e R_3 (schema di fig. 1) devono essere uguali tra loro e approssimativamente uguali alla resistenza del termistore alla temperatura media. $R_2 = R_3 = 4000$ Ω. Per avere la corrente a zero del Ω. Per avere la corrente a zero nel meter quando il termistore è a 0° C il lato R_1 dev'essere uguale alla resistenza del termistore a 0° C, ossia 11400 Ω.
4. *Determinazione dell'autoriscaldamento e della tensione del ponte:* È sempre opportuno mantenere nel termistore l'errore di autoriscaldamento più basso della precisione di lettura desiderata. Dal bollettino F.E.I. ISO-CURVE L-2, pag. 4, determinare la dissipazione costante in aria statica delle sonde standard — 1,9 mW per ° C. La potenza massima sarà dissipata nel resistore quando il termistore è della stessa resistenza del resistore con il quale è in serie, R_2 = 4000 Ω. Noi vogliamo che l'effetto di autoriscaldamento sia inferiore alla precisione ammissibile di 0,2° C. Un valore ragionevole sarebbe il 50% ossia 0,1° C, in modo che la massima potenza che possiamo permettere sia di 0,1 × 1,9 o 0,19 mW nel termistore.

METODI RAPIDI PER CIRCUITI ELETTRICI

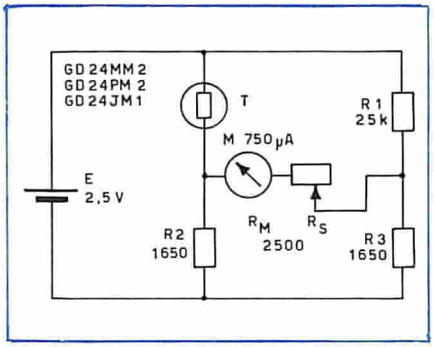


Fig. 2 - Da meno 100° F a più 100° F ± 1° F.

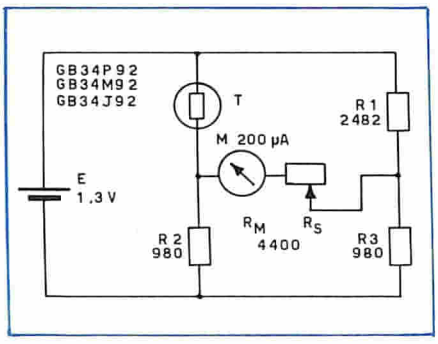


Fig. 3 - Da più 100° F a più 200° F ± 1° F.

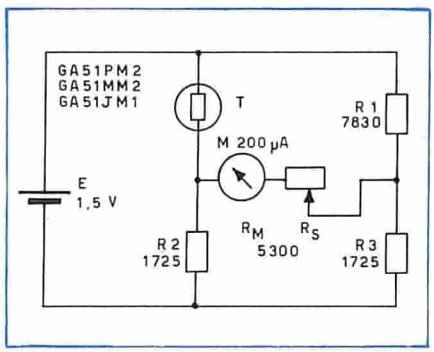


Fig. 4 - Da più 200° F a più 400° F ± 1° F.

$P = \dfrac{E^2}{R}$ $\qquad E^2 = PR$

$E^2 = 0{,}00019\ (4000) = 0{,}76$

$E = 0{,}872$ V nel termistore

Noi potremmo quindi usare fino a 1,74 V nel ponte. Una batteria da 1,5 V andrà benissimo.

5. *Determinare il circuito dello strumento:* Per ottenere dei buoni risultati si deve innanzitutto calcolare la resistenza del circuito dello strumento in ragione di circa 10 volte la resistenza del termistore alla sua temperatura massima. A 50° C la resistenza del termistore è 1619 Ω così la resistenza del circuito del meter (P_s + R_m) dovrebbe essere di 16000 Ω circa. Con 1,5 V nel ponte e senza il meter, la tensione V_1 nel termistore a 50° C sarà:

$$V_1 = \frac{1{,}5R_t}{R_t + R_2} = \frac{1{,}5 \times 1619}{1619 + 4000} =$$

$$= \frac{2429}{5619} = \cdot 4323$$

La tensione V_2 nell'R_1 sarà:

$$V_2 = \frac{1{,}5R_1}{R_1 + R_3} = \frac{1{,}5 \times 11400}{11400 + 4000} =$$

$$= \frac{17100}{15400} = 1{,}1104$$

$V_2 - V_1 = 1{,}1104 - \cdot 4323 = \cdot 6781$ (volts nel circuito del meter)

$$I = \frac{E}{R} = \frac{\cdot 678}{16000} =$$

$= \cdot 0000424 = 42\ \mu A.$

Uno strumento da 50 μA sarà molto adatto.

L'equazione del ponte nello schema N. 1 è:

$$i = \frac{e\,(R_1R_3 - R_tR_2)}{(R_m+R_s)\,(R_1+R_2)\,(R_t+R_3)} + \frac{}{} + \frac{}{R_tR_1\,(R_2+R_3) + \frac{}{} + \frac{}{+\ R_2R_3\,(R_t+R_1)}}$$

Quindi $R_m + R_s =$

$$\frac{i/e\,(R_1R_3 - R_tR_2) - R_tR_1}{(R_2+R_3) - R_2R_3\,(R_t+R_1)} \Big/ (R_1+R_2)\,(R_t+R_3)$$

Dato che noi vogliamo 50 μA a 50° C, noi possiamo risolvere per $R_m + R_s$ con i seguenti dati: e = 1,5 i = 5 $\times 10^{-5}$, Rt = 161 9 a 50° C

R_1 = 11400, R_2 = 4000, R_3 = = 4000

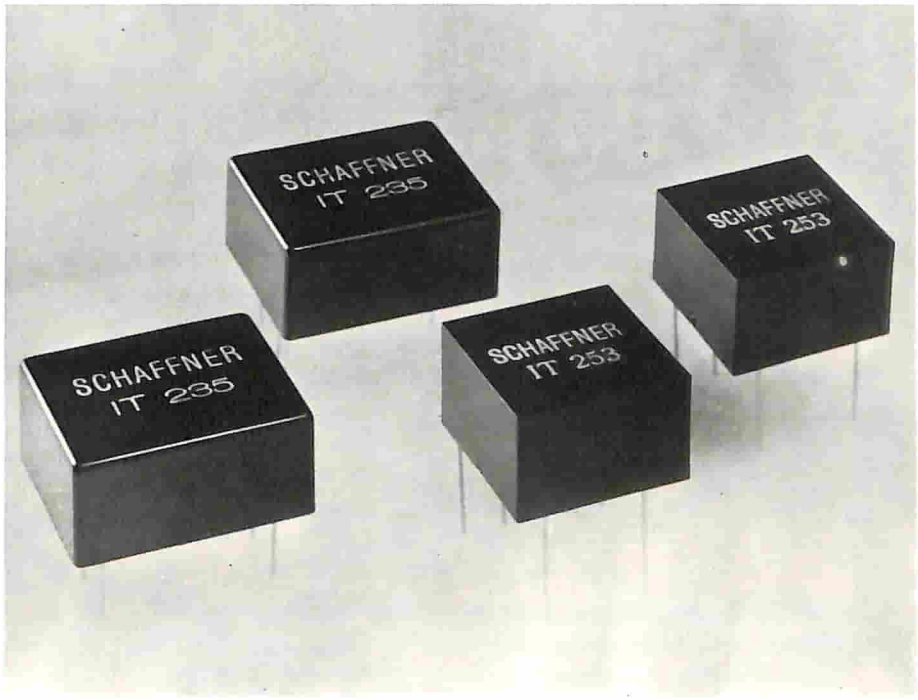
troviamo che $R_m + R_s$ = 9450 Ω.

6. *Verifica della linearità:* Possiamo calcolare la lettura del meter per 25° C usando l'equazione del ponte sopraindicato, con i seguenti dati:
   e = 1,5 R_1 = 11400
   $R_m + R_s$ = 9450 R_2 = 4000
   R_t = 4002 a 25° C R_3 = 4000
   Troviamo che I = 24,99μA contro 25,000 per il centro scala del meter che indica un'uscita molto lineare.

7. *Taratura della scala:* I vari punti possono essere calcolati sulla scala sostituendo i valori della resistenza del termistore dalla tabella dell'ISO—CURVA alle temperature prescelte nell'equazione del ponte. Alternativamente, possiamo tarare il ponte sostituendo una cassetta di resistenze per il termistore nel quadro del ponte, quindi regolando i valori di resistenza sui punti di temperatura desiderati. Le letture dello strumento per le varie temperature possono quindi essere annotate.

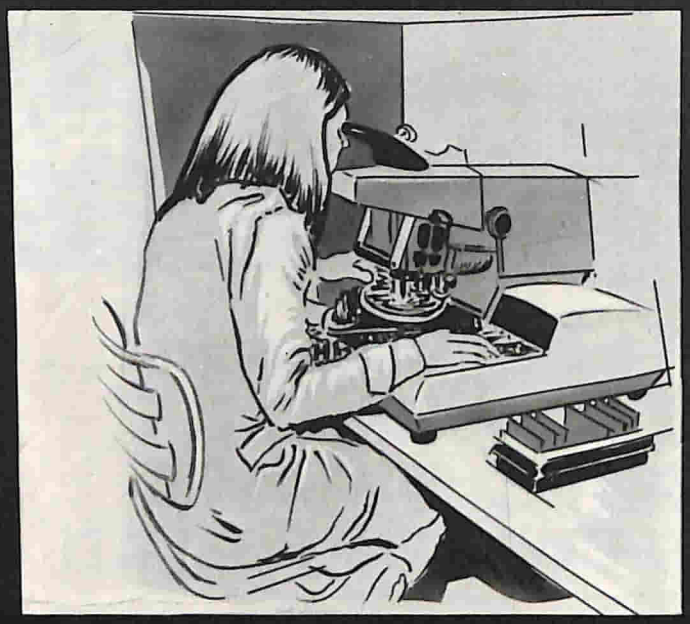
SCHAFFNER

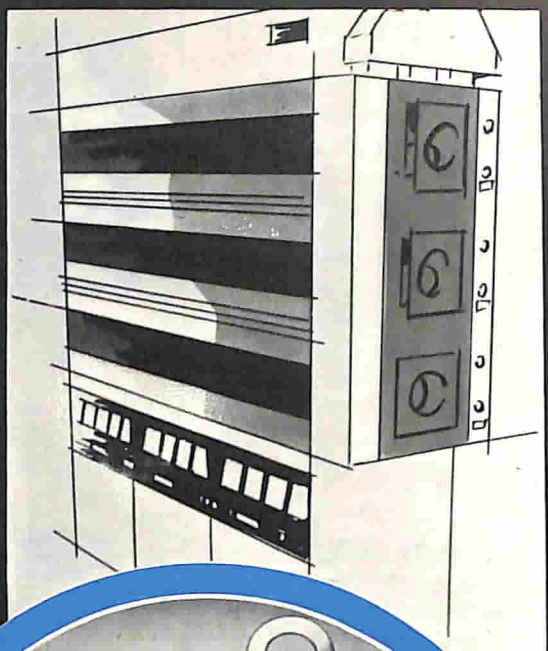
TRASFORMATORI PER IMPULSI PER IL COMANDO DI DIODI CONTROLLATI



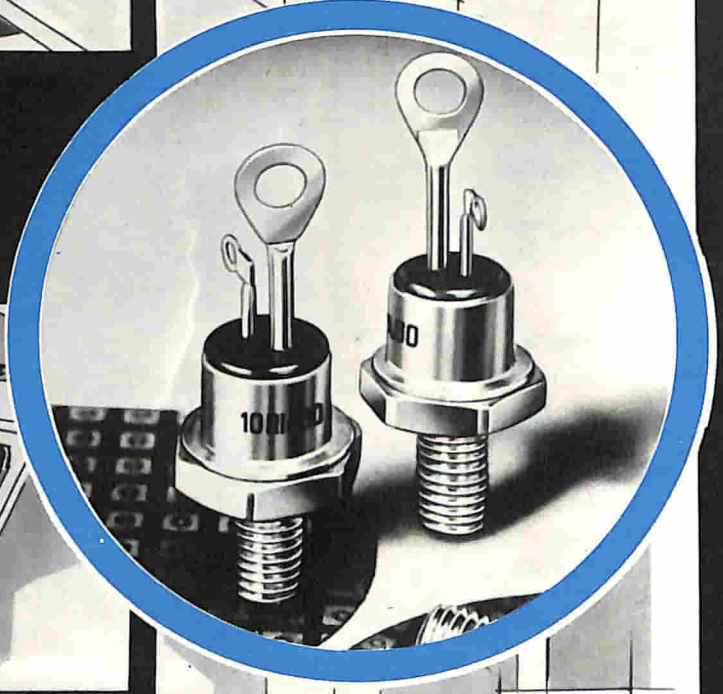
- Per carichi resistivi, induttivi o capacitivi
- Per correnti di accensione da 10 mA a 2 A
- Tempi di salita dell'impulso da 0,1 μsec. a 2 μsec.
- Durata dell'impulso da 300 V. μsec. a 4500 V. μ sec.
- Tensioni di isolamento 2,2 kV - 4 kV - 6 kV - 10 kV

Rappresentante per l'Italia
SGE Italiana
Società Generale Elettronica S p A 20125 MILANO - Via Gluck, 55
Per ulteriori informazioni indicare il RII. A 9 sulla cartolina





Qualità e Prezzo



Allo scopo di soddisfare la domanda europea, la International Rectifier ha installato una nuova linea di produzione per Thyristors glassivati da 10-16-22 Amp. e per tensioni da 50 a 1200 $V_{RRM.}$ realizzati in contenitore Jedec TO-48 con filetto UNF o metrico.
Il prezzo farà della serie RIA una Vostra scelta obbligata.

IOR

INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION ITALIANA S.p.A.

10071 BORGARO TORINESE via Liguria 49 - Telefono 470 14 84 (5 linee) - Telex 21257 - Telegr. TLX 21257 Rectifit Borgaro

UFFICIO DI MILANO	UFFICIO DI BOLOGNA	AGENZIA DI ROMA	AGENZIA DI TARANTO	AGENZIA DI NAPOLI	AGENZIA TORTORETO LIDO
20154 via Koristka 11	40141 via F. Cilea 5	00194 via A. Albricci 9	74100 via Salinella 14	80128 - 1ª traversa D. Fontana 112	(TERAMO) 64019 - v Trieste 26
Telef. 34 07 90 - 31 29 46	Telefono 47 88 75	Telefoni 32 76 4 65 / 56	Telefono 31 9 33	Telefoni 25 44 70 / 77	Telefono 78 134

2/76

Per ulteriori informazioni indicare il **RIf. A 10** sulla cartolina

Segnali di disturbo irradiati dai calcolatori elettronici portatili

L'articolo che segue è la sintesi di un rapporto delle indagini sulle interferenze di origine elettromagnetica dovute all'impiego dei calcolatori tascabili. Le specifiche americane sui livelli ammissibili di interferenza da parte di apparecchiature elettroniche portatili sono state prese in considerazione nel testo, che riferisce anche i risultati di misure eseguite su tre modelli di produzione commerciale. Dai risultati si può rilevare che i livelli di irradiazione sono sufficienti per rendere il funzionamento di questi dispositivi problematico negli ambienti sensibili dal punto di vista elettromagnetico, come ad esempio in prosssimità del cruscotto di un aereo. Nella conclusione viene infine suggerito un semplice modo per ovviare a tale inconveniente.

*di Charles Thomas Ristorcelli**

Le interferenze di origine elettromagnetica, provocate dalle apparecchiature elettroniche portatili, sono oggetto di una certa attenzione da parte di numerose organizzazioni, tra cui il Dipartimento della Difesa degli Stati Uniti, soprattutto a causa dell'enorme diffusione di dispositivi di varia natura, tra cui i calcolatori elettronici, gli strumenti digitali di misura, e gli elaboratori digitali, attualmente usati su vasta scala negli impianti elettronici moderni.

Di particolare interesse è risultata inoltre la possibilità di creare interferenze nei confronti dei sensori elettronici ad opera di questi dispositivi, nelle zone sensibili ai campi elettromagnetici, tra cui appunto gli strumenti di controllo degli aerei, soprattutto se il funzionamento di un dispositivo digitale provoca emissioni a radiofrequenza di ampiezza rilevante, che possano essere captate nelle immediate vicinanze.

Questo aumento di interesse non è però limitato soltanto alle Agenzie degli Stati Uniti, come viene dimostrato nell'estratto che segue.

"A buon intenditore"

"Le prove recentemente eseguite dal Dipartimento Canadese delle Comunicazioni hanno permesso di stabilire che i calcolatori tascabili provoca-

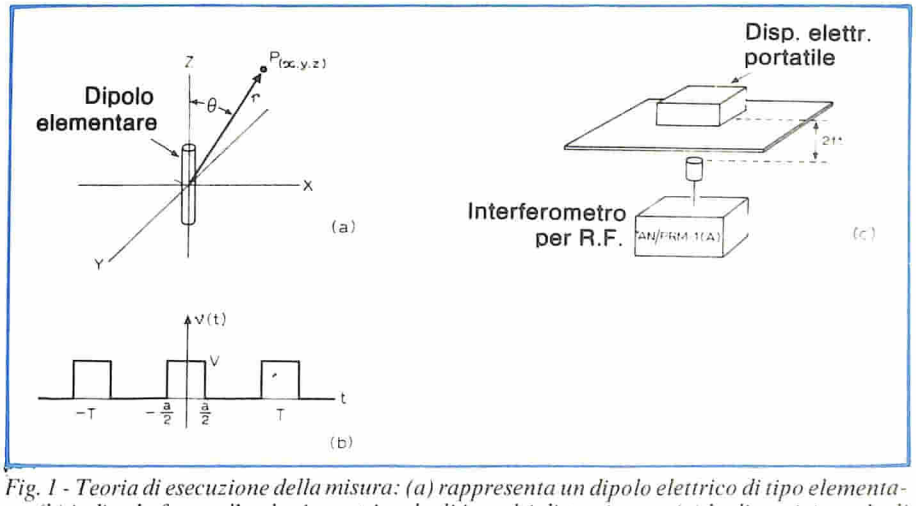


Fig. 1 - Teoria di esecuzione della misura: (a) rappresenta un dipolo elettrico di tipo elementare; (b) indica la forma d'onda simmetrica degli impulsi di tensione, e (c) la disposizione degli strumenti di misura suggerita dalla Commissione Tecnica per la Radio, per le analisi compiute negli Stati Uniti per conto dell'Aeronautica.

* Postgraduate School, US Navy

no un certo grado di interferenze nei confronti dei segnali "a.f.d.", soprattutto quando questi calcolatori vengono usati nelle immediate vicinanze delle antenne relative. Non è necessario che il calcolatore svolga delle operazioni, ma è sufficiente che i relativi circuiti siano messi soltanto sotto tensione.

I piloti degli aerei devono necessariamente essere messi al corrente di ciò, e rendersi conto che le indicazioni provenienti dai cosiddetti «aircraft flight deck» vanno usate con alcune precauzioni, soprattutto quando nella cabina di guida si fa uso di un calcolatore elettronico".

L'unica specifica emessa dal Governo degli Stati Uniti, relativa al livello ammissibile di interferenze con segnali elettromagnetici in riferimento ai calcolatori tascabili, viene espressa dall'articolo, 17.7. (c) delle Regole e Regolamentazioni della Commissione Federale per le Comunicazioni. Tale specifica consiste nel testo che segue:

"In qualsiasi circostanza, il campo elettromagnetico totale prodotto da qualsiasi distanza di 157.000/f(kHz), il che equivale al rapporto tra la lunghezza d'onda ed il valore costante 6,28, da parte di apparecchiature portatili, non deve superare il valore di 15 μV per metro".

Questa regola può essere applicata a qualsiasi tipo di apparecchiatura elettronica, nel senso che abbraccia qualsiasi apparecchiatura che non venga espressamente progettata e costruita per irradiare energia sotto forma elettromagnetica.

Un'altra organizzazione americana che stabilisce una guida in riferimento alle emissioni a radiofrequenza da parte di apparecchiature elettroniche portatili, e che pone l'accento sulle apparecchiature da usare a bordo di aerei, è la Commissione Tecnica Radio per L'Aeronautica di Washington DC, secondo la quale il problema assume l'aspetto che segue:

"Sfortunatamente, non sono disponibili dati effettivi sui quali risulti possibile basare i limiti precisi per i livelli di energia a radiofrequenza che possono essere considerati ammissibili agli effetti dell'irradiazione da parte di apparecchiature portatili. Tuttavia, le considerazioni di sicurezza e l'esperienza generica in rapporto ai problemi relativi alle interferenze indicano che i livelli di energia a radiofrequenza irradiata da parte di dispositivi elettronici portatili deve essere almeno di 6 dB al di sotto di quelli che provocano un funzionamento difettoso nelle apparecchiature elettroniche aviotrasportate, durante le prove eseguite dalla FAA. Su questa base, il massimo livello di trasmissione ammissibile a radiofrequenza da qualsiasi apparecchiatura elettronica portatile, che venga fatta funzionare a bordo di aerei durante un volo, non deve superare i valori che seguono, nell'ambito delle gamme di frequenza indicate:

Frequenza	Emissione massima
110 kHz	*3,50 μV/m a 64 cm*
350 kHz	*1,80 μV/m a 64 cm*
1.750 kHz	*1,70 μV/m a 64 cm*
10,000 MHz	*1,15 μV/m a 64 cm*
18,000 MHz	*0,63 μV/m a 64 cm*

Occorre però precisare che l'organizzazione RTCA testè citata non costituisce un'Agenzia ufficiale del Governo degli Stati Uniti. Al contrario, si tratta di un'Associazione che collabora col Governo, con l'industria ae-

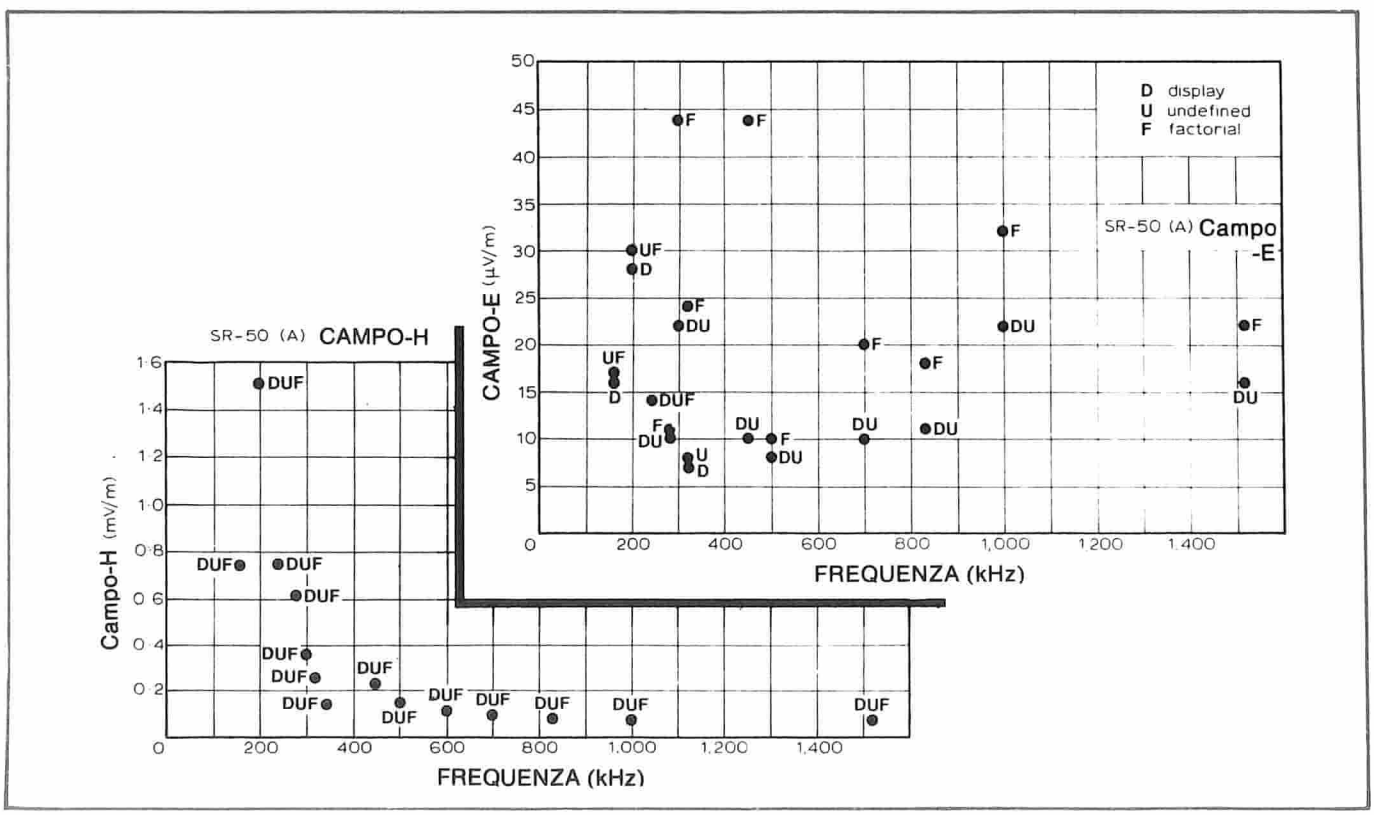


Fig. 2 - Rappresentazione grafica dei segnali interferenti prodotti dagli strumenti aella Texas tipo SR-50 (A), per varie frequenze: (a sinistra) le radiazioni in campo "H", espresse in mV/m; (in alto) le radiazioni in campo "E", espresse in μV/m. Le lettere D, U ed F che identificano i punti rappresentati hanno un significato che viene precisato nelle tabelle e nel testo.

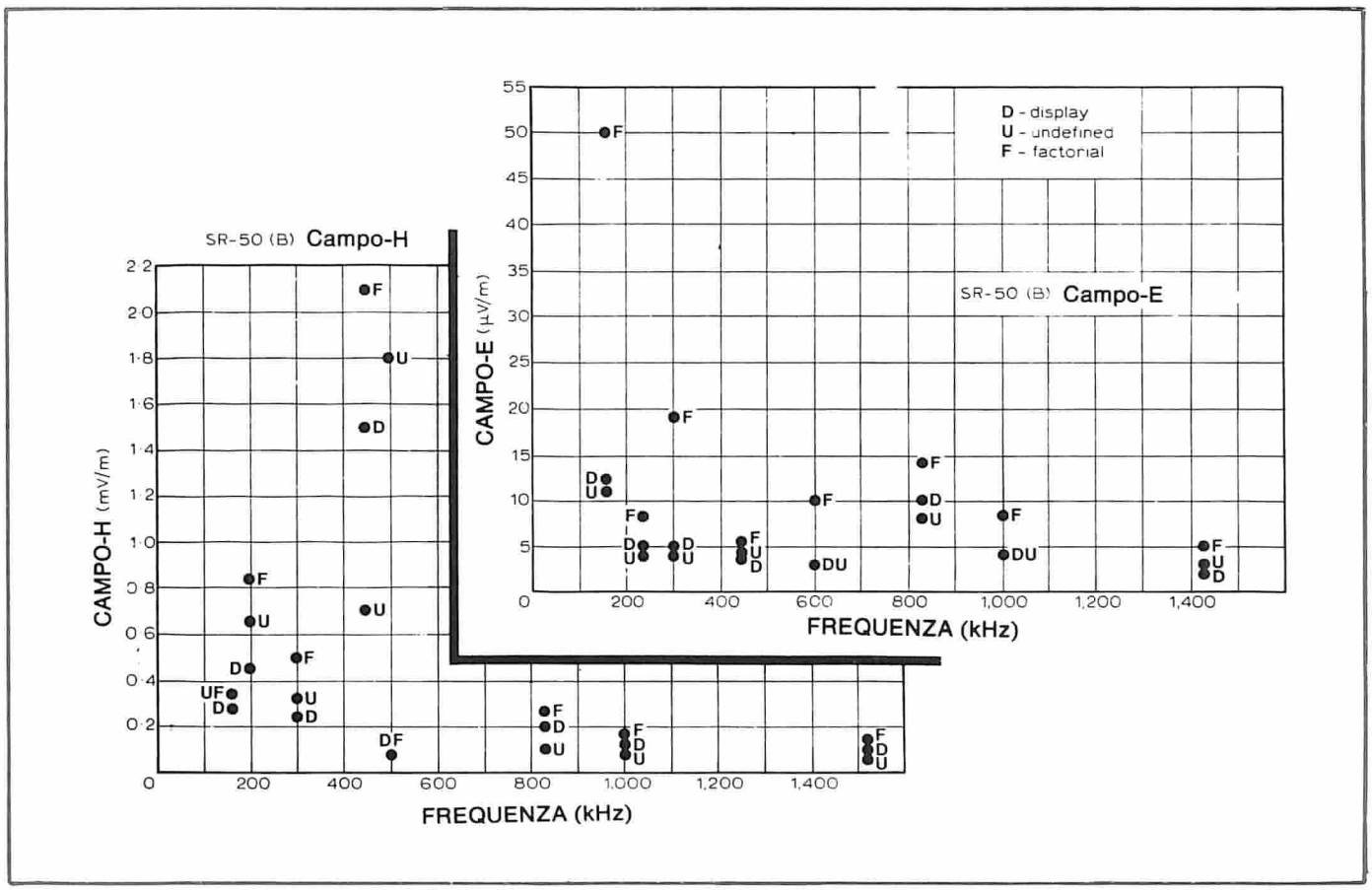


Fig. 3 - Altra rappresentazione grafica delle interferenze provenienti dal secondo esemplare (B) del calcolatore SR-50; sempre con varie frequenze: (a sinistra) la radiazione in campo "H" espressa in mV/m; (in alto) la radiazione in campo (E), espressa in μV/m. Anche in questo caso si fa riferimento al testo per il significato delle lettere D, U, ed F.

ronautica, e con le Agenzie di Telecomunicazioni. I suio scopi consistono nella risoluzione dei problemi delle telecomunicazioni aeronautiche attraverso reciproci accordi.

LA TEORIA

Gli argomenti che seguono, derivati dalla teoria classica dell'energia elettromagnetica, che riportiamo da Wireless World, costituiscono una base matematica per comprendere il termine di "campo prossimo" e di "campo distante", negli studi che sono stati svolti al riguardo.

Per un dipolo elettrico elementare di lunghezza relativamente ridotta rispetto alla lunghezza d'onda "λ" della corrente condotta, il campo elettrico in un punto di osservazione $P_{(X, Y, Z)}$ in un sistema sferico di coordinate, in funzione dello spostamento angolare θ rispetto all'asse "z", può essere dato, come si osserva alla **figura 1-a**, dalla formula che segue:

$$E_\theta = -\frac{IdB_o^2}{2\pi}\frac{\mu}{\varepsilon}\operatorname{sen}\theta\left[\frac{1}{jB_or} + \frac{1}{(jB_or)^2} + \frac{1}{(jB_or)^3}\right]e^{-jB_or}$$

nella quale:

I = Intensità della corrente condotta
B_o = Costante di fase nello spazio libero
d = Lunghezza del dipolo
μ = Permeabilità dello spazio libero
ε = Permissività dello spazio libero
r = Distanza radiale del centro del dipolo.

Per il caso in cui $B_or < 1$, l'espressione di cui sopra può essere semplificata nel modo che segue:

$$E_\theta = -\frac{IdB_o^2}{2\pi}\frac{\mu}{\varepsilon}\operatorname{sen}\theta\frac{1}{(jB_or)^3}e^{-jB_or}$$

mentre, nel caso in cui $(B_or) > 1$ una semplificazione analoga porta alla seguente modifica dell'espressione:

$$E_\theta = -\frac{IdB_o^2}{2\pi}\frac{\mu}{\varepsilon}\operatorname{sen}\theta\frac{1}{(jB_or)}e^{-jB_or}$$

La prima e la seconda espressione vengono normalmente considerate come termini di irradiazione elettromagnetica in campo prossimo ed in campo distante, rispettivamente. Sono però possibili analoghe derivazioni per tutte le altre componenti di un campo elettromagnetico.

Consideriamo ora il rapporto:

	Texas Instruments SR-50 (A)				Texas Instruments SR-50 (B)				Hewlett-Packard HP-45			
	Modo di funzionamento				Modo di funzionamento				Modo di funzionamento			
Frequenza (MHz)	Rumore ambiente (μV/m)	D (μV/m)	U (μV/m)	F (μV/m)	Rumore ambiente (μV/m)	D (μV/m)	U (μV/m)	F (μV/m)	Rumore ambiente (μV/m)	D (μV/m)	U (μV/m)	F (μV/m)
0.160	62.0	750.0	750.0	750.0	90.0	240.0	300.0	310.0	135.0	9000.0	1050.0	1050.0
0.200	60.0	1500.0	1500.0	1500.0	90.0	450.0	630.0	510.0	120.0	2700.0	585.0	150.0
0.240	90.0	750.0	750.0	750.0	90.0	150.0	300.0	210.0	90.0	600.0	420.0	420.0
0.280	75.0	600.0	600.0	600.0	60.0	60.0	110.0	60.0	90.0	2100.0	360.0	120.0
0.300	75.0	360.0	360.0	360.0	70.0	240.0	300.0	210.0	60.0	3000.0	225.0	90.0
0.320	60.0	225.0	225.0	225.0	30.0	30.0	60.0	100.0	45.0	600.0	150.0	60.0
0.340	60.0	150.0	150.0	150.0	45.0	60.0	100.0	45.0	45.0	1050.0	180.0	240.0
0.450	60.0	210.0	210.0	210.0	60.0	1500.0	720.0	2100.0	60.0	1500.0	180.0	60.0
0.500	60.0	165.0	165.0	165.0	60.0	70.0	1800.0	80.0	55.0	600.0	150.0	55.0
0.600	54.0	126.0	126.0	126.0	60.0	65.0	90.0	75.0	60.0	660.0	80.0	60.0
0.700	54.0	105.0	105.0	105.0	48.0	75.0	90.0	120.0	55.0	2850.0	300.0	600.0
0.830	20.0	35.0	35.0	35.0	20.0	200.0	140.0	240.0	20.0	450'0	60.0	20.0
1.000	20.0	30.0	30.0	30.0	20.0	120.0	90.0	190.0	20.0	175.0	60.0	20.0
1.520	20.0	45.0	45.0	45.0	20.0	100.0	70.0	120.0	20.0	80.0	30.0	20.0
2.100	40.0	40.0	40.0	40.0	40.0	100.0	130.0	100.0	40.0	160.0	50.0	60.0

Tab. 1 - Livelli di interferenza in campo "H" prodotti da tre calcolatori (μV/m a 64 cm). I modi di funzionamento sono i seguenti: D = "Display", U = "Undefined", ed F = "Factorial".

$$\frac{E_{\theta \text{ in campo prossimo}}}{E_{\theta \text{ in campo distante}}} = \frac{1}{B_0^2 r^2} = \frac{1}{\mu\varepsilon\omega^2 r^2}$$

nel quale $\omega = 2\pi f$.

Se per il rapporto di cui sopra si sceglie un valore unitario come mezzo conveniente di indicazione della distanza radiale "r" per la quale sussiste il fenomeno di interferenza incrociata tra le componenti di irradiazione in campo prossimo ed in campo distante, in tal caso il valore di "r" può essere espresso come segue:

$$r = \frac{\lambda}{2\pi}$$

Quest'ultimo rapporto rappresenta la distanza radiale scelta dalla FCC per stabilire i livelli ammissibili di interferenza descritti nell'articolo 15.7. (c) precedentemente citato.

Lo scopo principale di questa indagine consisteva nel determinare i livelli di interferenza mediante misure in campo prossimo, durante il funzionamento di tre diversi tipi di calcolatori portatili.

I modelli scelti erano due calcolatori della Texas Instruments del tipo SR-50, ed un esemplare HP-45, di produzione Hewlett-Packard.

I motivi per i quali sono stati scelti questi calcolatori consistevano nella loro facile disponibilità, e nel fatto che i relativi diodi fotoemittenti del sistema di indicazione numerica venivano disattivati durante l'esecuzione di determinati tipi di calcoli. L'opportunità di tali caratteristiche verrà chiarita più avanti.

Due possibili sorgenti di interferenze elettromagnetiche, che vengono ritenute associate col funzionamento di un calcolatore tascabile sono:

— L'effetto stroboscopico dell'impostazione dei dati nel sistema di indicazione numerica a diodi fotoemittenti.
— Gli effetti di commutazione digitale che si abbinano ai treni di impulsi che sussistono durante il funzionamento di qualsiasi apparecchiatura di tipo digitale.

Si ritiene che le commutazioni elettroniche di tipo digitale comportino emissioni a radiofrequenza a larga banda, durante il funzionamento del calcolatore. Se la corrente di impulsi simmetrici come quelli visibili alla figura 1-**b** è presente durante tali effetti di commutazione, l'analisi di Fourier della forma d'onda porta ai coefficienti nel campo della frequenza che seguono:

$$C_k = \sum_{k=-\infty}^{=+\infty} \frac{V}{\pi k} \operatorname{sen} \frac{k\omega_0(a)}{2}$$

$(k = 0, \pm 1, \pm 2, ...)$

Questi coefficienti possono essere associati allo spettro di potenza della corrente di impulsi. Se consideriamo come frequenza fondamentale una frequenza di 100 kHz per le funzioni del calcolatore, risulta subito evidente la natura a larga banda delle interferenze che vengono probabilmente imputate ai fenomeni di irradiazione.

I METODI DI MISURA

Le misure durante questa indagine sono state eseguite secondo il metodo suggerito dalla stessa RTCA, ad eccezione del fatto che al voltmetro a valvola con impedenza di 390Ω, suggerito da tale Organizzazione, è stato sostituito con un interferometro per radiofrequenza del tipo AN/PRM-1(A), come si osserva alla figura 1-**c**. Le frequenze di un certo interesse sono quelle comprese nella gamma delimitata dai valori di 110-1.750 kHz, a causa della loro notevole importanza nei confronti dei sistemi di navigazione a lunga portata.

Le misure ottenute sono state esaminate tenendo presenti gli argomenti che seguono:

— È possibile attribuire i segnali inviati da un calcolatore (sotto forma di interferenze per onde elettromagnetiche) principalmente all'effetto stroboscopico delle unità di riproduzione a diodi fotoemittenti, oppure al sistema interno di elaborazione?
È stata proprio la considerazione di questo problema che ha reso preferibili i modelli di calcolatori scelti, in quanto — mentre tali apparecchi svolgono determinate funzioni matematiche, come ad esempio il calcolo di fattoriali di valore elevato — le unità di indicazione numerica rimangono inattive, consentendo così l'ese-

cuzione della misura dei livelli di interferenza, soltanto nei confronti del funzionamento dei circuiti di elaborazione.

— È possibile rivelare diagrammi di emissione a radiofrequenza di tipo insolito durante lo svolgimento di particolari funzioni di calcolo?

— Esiste una discordanza tra i livelli di interferenza dovuta ai segnali provenienti da due diversi tipi di calcolatori, tale da indicare una tecnica costruttiva come preferibile, allo scopo di eliminare o di almeno ridurre l'irradiazione elettromagnetica?

I MODI DI FUNZIONAMENTO

I modi di funzionamento di un calcolatore, normalmente usati per valutare i rispettivi livelli di interferenza così come sono stati indicati nei grafici e nelle tabelle, vengono definiti come:

— "Display" (Indicazione) - il valore costante "π" (3,141592654) è stato riprodotto effettuando la misura dell'energia irradiata a radiofrequenza, durante il periodo di tempo nel quale i dispositivi di indicazione numerica a diodo fotoemittente entravano progressivamente in funzione.

— "Undefined" (Indefinito) - è stata in seguito eseguita la divisione per zero, per consentire la misura del livello di energia a radiofrequenza irradiata con un'indicazione numerica di tipo lampeggiante.

— "Factorial" (Fattoriale) - è stato eseguito il calcolo "69!". In questo modo il sistema di indicazione numerica è stato disattivato per circa 4 s, consentendo la misura del segnale a radiofrequenza irradiato a causa del funzionamento dei circuiti interni di elaborazione.

Le frequenze per l'esecuzione della misura sono state scelte a caso. L'emissione di energia a radiofrequenza non era stata limitata alle sole frequenze discrete — tuttavia — sebbene sia stato possibile riscontrare che essa copriva uno spettro molto esteso.

Le tecniche di misura non automatizzate impedivano la misura continua delle interferenze rispetto alla frequenza, rendendo perciò necessaria una serie di misure di tipo discreto. I risultati di tutte le misure suddette sono stati elencati nelle tabelle che riportiamo, mentre i dati più importanti, appositamente scelti, sono stati rappresentati graficamente alle **figure 2, 3** e **4.**

CONCLUSIONI

Come era possibile supporre prima che le suddette misure venissero eseguite, i livelli di interferenza per onde elettromagnetiche rivelati come risultato delle operazioni svolte attraverso il calcolatore erano al di sotto dei limiti stabiliti dalla FCC per tali interferenze.

Tuttavia, questi limiti orientano l'interferenza rivelata con una portata:

$$r = \lambda/2\pi$$

con una distanza che lo sviluppo teorico indica come punto di "crossover" rispetto alle considerazioni che esprimono le relazioni che intercorrono tra il campo prossimo e il campo distante.

Rispetto al campo prossimo, le misure eseguite indicano un livello di interferenza che supera i limiti suggeriti dalla RTCA per le apparecchiature sensibili dal punto di vista elettromagnetico, come ad esempio gli strumenti di misura e di tele-comunicazione installati a bordo di un aereo, durante un volo.

Dagli argomenti qui sopra considerati appare consigliabile riesaminare le regole che stabiliscono i livelli ammissibili di interferenza per le apparecchiature elettroniche di tipo portatile.

Il fatto che nel campo prossimo di un calcolatore portatile funzionante esistano livelli abbastanza pronunciati di interferenza diventa un problema soltanto se l'ambiente nel quale il dispositivo viene fatto funzionare non può tollerare con sicurezza le suddette interferenze. Se vengono identificati i casi nei quali questo problema sussiste, in tal caso è possibile sia imporre delle restrizioni riguardo all'uso dei calcolatori portatili, sia svolgere delle indagini accurate per l'identificazione delle sorgenti di interferenza, adottando eventualmente la soluzione che viene qui di seguito suggerita.

La misura dell'intensità delle interferenze nel campo "E" compiuta

	Texas Instruments SR-50 (A)				Texas Instruments SR-50 (B)				Hewlett-Packard HP-45			
	Modo di funzionamento				Modo di funzionamento				Modo di funzionamento			
Frequenza (MHz)	Rumore ambiente (μV/m)	D (μV/m)	U (μV/m)	F (μV/m)	Rumore ambiente (μV/m)	D (μV/m)	U (μV/m)	F (μV/m)	Rumore ambiente (μV/m)	D (μV/m)	U (μV/m)	F (μV/m)
0.160	3.0	16.0	17.0	17.0	2.0	12.0	11.0	50.0	3.0	20.0	160.0	28.0
0.200	3.0	28.0	30.0	30.0	2.0	6.0	6.0	6.0	3.0	11.0	20.0	18.5
0.240	3.0	14.0	14.0	14.0	1.8	5.5	4.0	8.0	3.0	11.0	12.0	6.0
0.280	3.0	10.0	10.0	11.0	2.0	4.5	4.0	9.0	2.9	11.0	12.0	6.0
0.300	3.0	22.0	22.0	44.0	2.5	5.0	4.5	19.0	3.0	180.0	180.0	200.0
0.320	3.0	8.0	7.0	24.0	4.1	7.5	7.0	14.0	3.0	100.0	80.0	100.0
0.340	3.0	9.0	9.0	32.0	4.0	6.0	6.0	6.0	3.0	70.0	120.0	70.0
0.450	3.0	10.0	10.0	44.0	2.0	4.0	4.5	5.0	3.0	24.0	60.0	20.0
0.500	3.2	8.0	8.0	10.0	2.0	6.0	7.0	16.0	3.0	100.0	180.0	110.0
0.600	3.2	9.5	9.5	11.0	1.9	3.5	3.0	10.0	3.0	16.0	18.0	16.0
0.700	3.2	10.0	10.0	20.0	2.0	4.0	4.0	5.0	3.2	100.0	240.0	120.0
0.830	4.0	11.0	11.0	18.0	2.0	10.0	8.0	14.0	4.0	10.0	44.0	8.0
1.000	6.0	22.0	22.0	32.0	2.0	4.0	4.0	8.0	3.6	6.0	55.0	10.0
1.520	5.7	16.0	16.0	22.0	2.0	2.0	3.0	5.0	3.9	9.0	80.0	9.0
2.100	5.7	6.0	6.0	9.5	1.0	2.0	2.0	4.0	2.0	4.0	20.0	4.0

Tab. 2 - Livelli di interferenza in campo "E" prodotti da tre calcolatori (μV/m a 64 cm). I modi di funzionamento sono ancora quelli citati a proposito della tabella precedente.

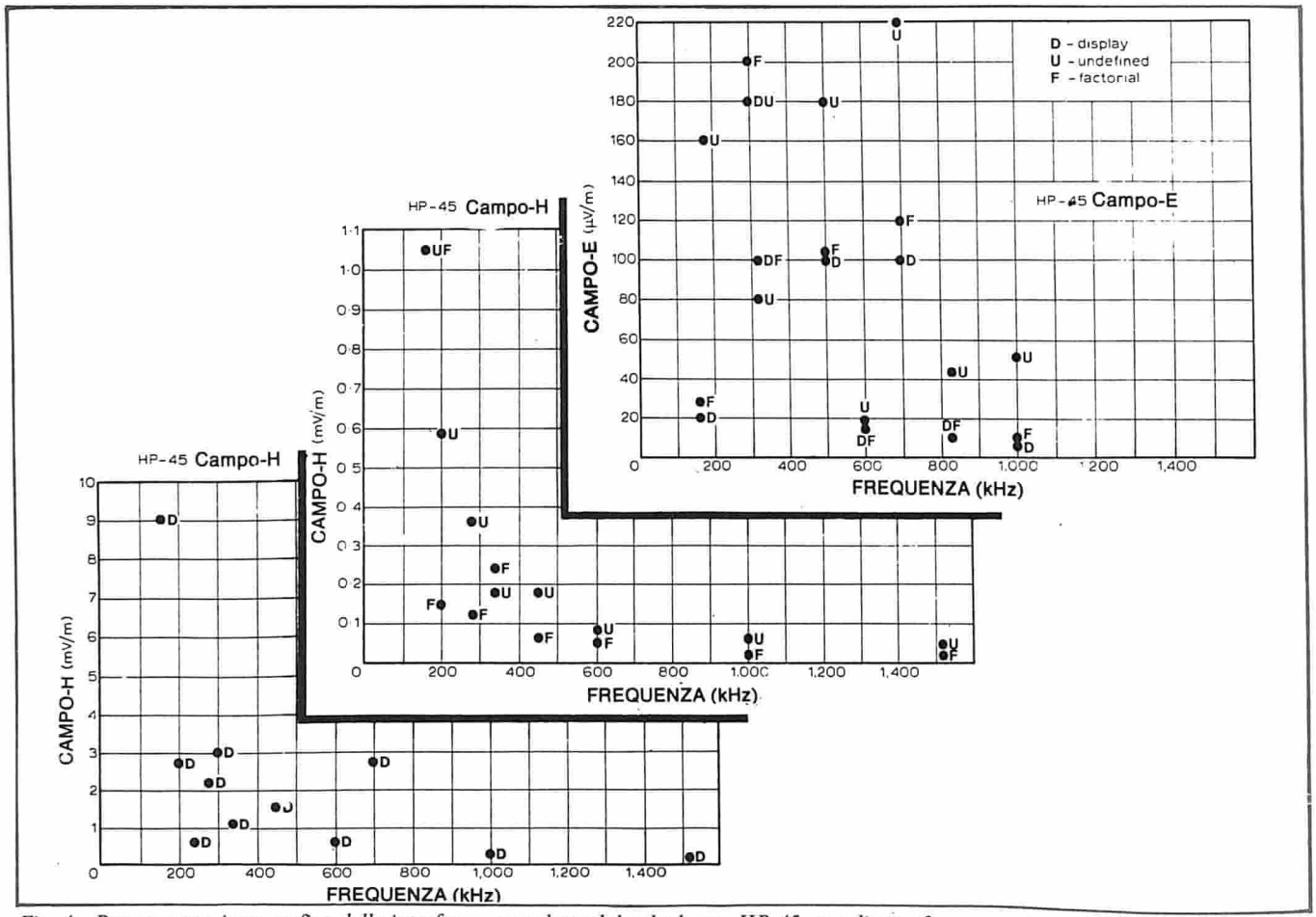


Fig. 4 - Rappresentazione grafica delle interferenze prodotte dal calcolatore HP-45, con diverse frequenze: (a sinistra ed al centro) la radiazione in campo "H", espressa in mV/m; (in alto) la radiazione in campo "E", espressa in μV/m. Ci si riferisca sempre al testo per il significato delle lettere D, U ed F.

nei confronti del funzionamento dei calcolatori del tipo SR-50 potrebbe indicare che i livelli di interferenza risultanti vengano principalmente provocati dall'elaborazione digitale interna nella sezione di riproduzione numerica a diodi fotoemittenti. Questo tipo di interferenza può però essere provocato da qualsiasi altro tipo di elaboratore digitale, ed il livello di potenza dell'interferenza stessa dovrebbe essere direttamente riferito ai livelli di potenza che si riscontrano internamente al dispositivo.

Le misure hanno denotato che, per le considerazioni relative al campo prossimo, i livelli di interferenza associati alle componenti elettromagnetiche del campo "H" sono di diversi ordini di grandezze maggiori di quelle associati invece al campo "E". Ulteriori indagini possono rivelare che questo fenomeno è il risultato della rappresentazione delle componenti all'interno del calcolatore, il che permette ai flussi delle correnti circolanti di creare un effetto di irradiazione paragonabile a quello di una comune antenna.

Volendo prendere ora in considerazione un argomento che può essere ritenuto divertente, diremo che lo strumento per la misura delle interferenze a radiofrequenza tipo AN/PRM-1(A) fornisce all'utente un'uscita a frequenza acustica per scopi di controllo, e i segnali interferenti che risultavano a seguito del funzionamento dei calcolatori denotavano contrassegni acustici molto diversi, in funzione del tipo di calcolatore. Le differenze erano inoltre abbastanza pronunciate da consentire all'operatore dello strumento di identificare il tipo di calcolatore, in funzione delle caratteristiche dei segnali acustici.

Infine, ecco un mezzo relativamente semplice che consente di ridurre i livelli di interferenza prodotti da questi tipi di calcolatori. Fin da una prima analisi un determinato sistema di schermaggio sembrava la soluzione più promettente, per cui questo metodo venne sommariamente esaminato.

A tale scopo, i calcolatori vennero racchiusi da un foglio di alluminio opportunamente piegato, e vennero fatti funzionare nei diversi modi precedentemente descritti. Ebbene, il filtro si dimostrò talmente efficace, che l'interferometro per radiofrequenza era l'unico strumento in grado di rivelare il livello di rumorosità ambientale dovuto alla radiazione elettromagnetica.

Ciò suggerisce (almeno per quanto riguarda i calcolatori di tipo tascabile) che probabilmente, considerando la questione in modo selettivo o collettivo come cura generale, l'aggiunta di una lastra metallica o di qualsiasi altro tipo di schermo intorno alla superficie interna del contenitore del calcolatore potrebbe eliminare la possibilità di interferenza da parte di tali dipositivi, nelle immediate vicinanze, dove cioè tali interferenze non possono essere considerate tollerabili.

La misura dell'intermodulazione con il sistema del rumore bianco

Si esamina brevemente la tecnica della misura della intermodulazione mediante l'impiego di segnali a rumore bianco che ormai si applica correntemente, su base internazionale, per il controllo dei sistemi multicanale, riferendosi altresì ad una memoria della Marconi Instruments relativa a due apparecchiature studiate appositamente per questo genere di misure.

a cura di P. Soati

Uno dei sistemi di misura più comune in capo internazionale approvato dal C.C.I.R. e dal C.C.I.T.T. per le comunicazioni via radio e via cavo con sistemi multicanale, è quello che prevede l'impiego di segnali a rumore bianco che, come è noto, danno luogo ad un rumore ripartito sullo spettro di frequenze in modo tale che la potenza per ciclo al secondo resta costante. È infatti per questo motivo che il rumore bianco è definito come *un rumore a spettro continuo ed uniforme* (in francese: *bruit blanc*, ossia *bruit à spectre continu et uniforme*, in inglese: *white noise*, cioè *uniform spectrum random noise*).

SISTEMA DI MISURA NPR, OSSIA RAPPORTO POTENZE DI RUMORE

Nei sistemi multicanale si procede in genere alla misura del *Rapporto Potenze di Rumore*, cioè al *Noise Power Ratio*, abbreviato in *NPR*, che non è altro che il rapporto, espresso in decibel, fra il rumore presente in un canale controllato quando **tutti i canali** del sistema sono caricati, ed il rumore nello stesso canale quando sono caricati tutti i canali **eccetto quello in misura.**

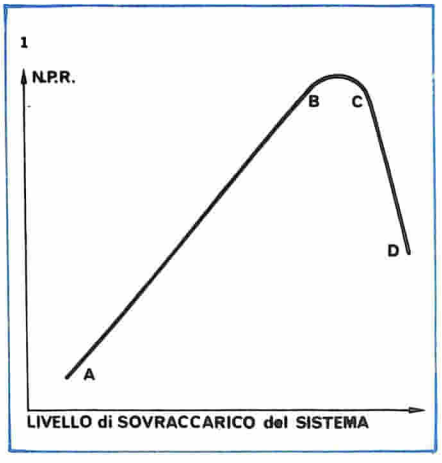


Fig. 1 - Curva relativa alle variazioni di NPR in funzione del livello di rumore bianco applicato.

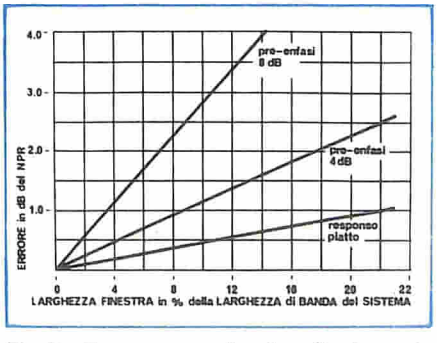


Fig. 2 - Errore approssimativo di misura, in funzione della larghezza di banda.

Il sistema più corrente consiste nel riportare su un grafico la variazione del NPR in funzione del livello del rumore bianco applicato in modo da ottenere una curva simile a quella illustrata in figura 1.

In tale curva si può osservare come il tratto *A-B* sia lineare, condizione questa che si verifica quando aumentando il livello del segnale a passi di 1 dB l'NPR aumenta pure a passi di 1 dB. La precisione della misura del NPR è direttamente proporzionale alla precisione con cui si determina il livello del segnale applicato.

Il tratto *B-C* indica invece la distorsione del sistema, cioè della intermodulazione dovuta alla mancanza di linearità del sistema stesso e all'aumento del sovraccarico. La distorsione aumenta notevolmente nel tratto *C-D* per cui per ogni decibel di sovraccarico si ha una diminuzione di diversi decibel di NPR.

È ovvio che la precisione con la quale si determina il livello di sovraccarico si riflette sulla precisione di misura del NPR.

Naturalmente si ha tutto l'interesse di eseguire le misure di questo

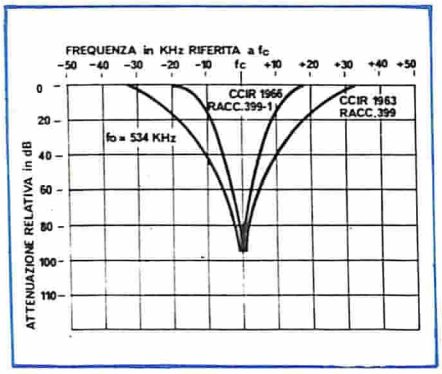


Fig. 3 - Risposta reale di un filtro arresta-banda 399 (A) e (B), alla frequenza di 534 kHz.

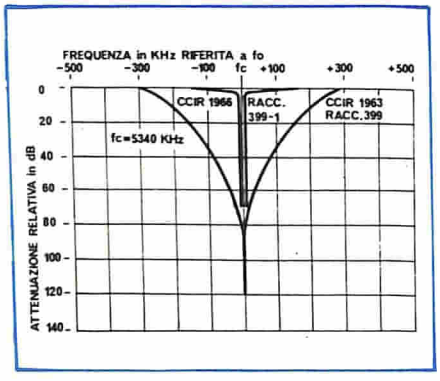


Fig. 4 - Risposta reale del filtro arresta-banda alla frequenza di 5340 kHz. Le curve, (anche quelle di figura 3) si riferiscono al peggiore dei casi.

tratto con la massima precisione per cui i costruttori di apparecchi destinati a tale genere di misure devono tenere conto di alcuni fattori che possono incidere sulla bontà dei controlli e precisamente: 1°) *entità della potenza sottratta al segnale di prova mediante i filtri arresta banda.* 2°) *precisione dello strumento indicatore del generatore di rumore.* 3°) *precisione dell'attenuatore di uscita dello stesso.* 4°) *uniformità dello spettro di rumore.*

A questo proposito si deve ricordare che mentre il CCIR nel 1963 fissava che nelle condizioni peggiori un generatore di rumore bianco poteva dar luogo ad essere prossimo a 6 dB, nella misura dell'NPR (caratteristica a cui corrispondeva ad esempio il generatore *OA2090A* della Marconi Instr.) nel 1966 il CCIR stesso portava il grado di precisione richiesto a 2 dB.

La tabella I illustra la risposta dei nuovi filtri impiegati nel nuovo generatore della Marconi Instr. *modello OA2090B*, tenendo presente che il

TABELLA I

Frequenza centrale (kHz)	Larghezza di banda (kHz), riferita a fc, nella quale l'attenuazione deve essere almeno:			Larghezza di banda nella quale l'attenuazione è inferiore a:	
	70 dB	55 dB	30 dB	3 dB	0.5 dB
70	± 1.5	± 2.2	± 3.5	± 12	—
270	± 1.5	± 2.3	± 2.9	± 8	—
534	± 1.5	± 3.5	± 7.0	± 15	—
1248	± 1.5	± 4.0	± 11.0	± 35	—
2438	± 1.5	± 4.5	± 19.0	± 60	—
3886	± 1.5	± 1.8	± 3.5	± 12	± 100
5340	± 1.5	± 2.2	± 4.0	± 14	± 140
7600	± 1.5	± 2.4	± 4.6	± 16	± 200
11700	± 1.5	± 3.0	± 7.0	± 20	± 300

CCIR nel 1963 aveva fissato l'attenuazione ad almeno 80 dB su un minimo di 3 kHz di larghezza di banda e che alle frequenze ± (0.02 fc + 4) kHz l'attenuazione non deve essere inferiore a 3 dB rispetto alla frequenza centrale fc.

Eseguendo misure di NPR si ha un certo errore a causa dei filtri arresta-banda che riducono la potenza di ingresso dalle bande di frequenza entro le quali viene eseguita la misura e ciò naturalmente influisce sulla densità dei prodotti della intermodulazione.

L'errore è proporzionale alla larghezza effettiva, tra i punti a circa 3 dB, del filtro arresta-banda rispetto alla larghezza di banda del sistema. È per questo motivo che le nuove raccomandazioni del CCIR prescrivono una larghezza di banda molto inferiore a quella prevista nella vecchia norma.

L'entità e il segno dell'errore, oltre a dipendere dalla risposta del filtro, sono influenzati dalle caratteristiche del sistema in prova; infatti, quando predomina una distorsione di non-linearità di secondo ordine, si ha per un ampio tratto l'indicazione di un NPR peggiore mentre una distorsione di terzo ordine fornisce un valore del NPR migliore della realtà. Ovviamente quando si misura il solo rumore base l'ampiezza della finestra non ha alcuna influenza sul risultato.

TABELLA II

Caratteristiche sistema			Filtri OA2090B (399-1)			Filtri OA2090A (399)		
Capacità sistema (n. can.)	L/B sistema in kHz	Frequenza più alta del F.A.B. usato	L/B F.A.B. in kHz	% della Banda Base	Errore in dB per sistemi senza pre-enfasi	L/B F.A.B. in kHz	% della Banda Base	Errore in dB per sistemi senza pre-enfasi
60	240	270	16	6.7	0.35	41	17	0.75
120	492	534	30	6.1	0.30	62	12.6	0.55
300	1236	1248	70	5.7	0.25	140	11.2	0.50
600	2540	2438	120	4.7	0.20	225	8.9	0.40
960	3800	3886	24	0.63	0.05	410	10.8	0.48
1200	5300	5340	28	0.53	0.04	500	9.4	0.42
1800	7850	7600	32	0.41	0.05	—	—	—
1800	7850	8002	—	—	—	1000	12.7	0.575
2700	12000	11700	40	0.33	0.33	—	—	—
2700	12000	12150	—	—	—	1600	13.3	0.60

Occorre anche tenere presente che se si opera su di un circuito con pre-enfasi le misure sulla frequenza più alta sono soggette ad un maggiore errore, a parità di larghezza di banda del filtro, poichè la densità di potenza del sistema è superiore al valore medio.

Nella tabella II si possono osservare le larghezze di banda percentuali del filtro arresta-banda relative alla frequenza più alta dei filtri OA2090A e OA2090B.

La curva di figura 2 invece mette in evidenza la larghezza percentuale con l'errore approssimato di misura del NPR, sia per sistemi a risposta piatta che per sistemi pre-enfasi secondo le norme CCIR.

Una raccomandazione del CCIR cita in alternativa filtri *LC* o a quarzo per il canale di misura a 3886 kHz che è la finestra superiore per sistemi a 960 canali.

Questo tipo di filtri, noti con la sigla 399-1 hanno l'ulteriore vantaggio di agire in modo che l'attenuazione relativa scenda rapidamente a zero fuori banda, assicurando una maggiore regolarità sulla distribuzione delle potenze di rumore. Ciò è illustrato nei grafici di figura 3 e di figura 4 che mostrano la risposta reale dei filtri arresta banda 399 (A) e (B) relativi alle frequenze di 534 kHz e 5340 kHz.

Recentemente sono state rivedute anche le caratteristiche relative ai filtri limitatori di banda in modo che le tolleranze, per i filtri di tipi *B*, siano tali che il conseguente errore di taratura non superi 0,1 dB e gli errori di misura del rumore da intermodulazione non siano maggiori di 0,2 dB.

Nella tabella V si può rilevare, confrontando i dati relativi al generatore OA2090A e il generatore più recente OA2090B, come sia stata migliorata la precisione assoluta di indicazione del livello di potenza, e quindi la precisione di misura del NPR. A ciò si deve aggiungere la precisione dell'attenuatore di uscita.

Dai dati suddetti si constata come sia stato migliorato anche l'attenuatore del ricevitore per cui, supponendo di avere un NPR di 60 dB, l'errore risultante passa da un massimo di 0,7 dB, per l'OA2090A, al 0,4 dB per l'OA2090 B.

Considerando l'insieme degli errori di cui sopra su una misura prati-

TABELLA III

Parametro	Precisione OA2090A	Precisione OA2090B
GENERATORE DI RUMORE		
Indicatore livello di rumore	± 1 dB da 1/2 sc. a fs ± 2 dB da 0 a 1/2 sc.	± 0,3 dB a 0 dBm
Attenuatore d'uscita	± 1% del valore impostato, ± 0;1 dB	± 0,5 del valore impostato ± 0,1 dB
RICEVITORE DI RUMORE		
Attenuatore d'ingresso	± 1 del valore impostato ± 0,1 dB	± 0,5 del valore impostato ± 0,1 dB.

TABELLA IV

	OA2090B	OA2090A con sistema ad alta capacità	OA2090A con sistema a 12 e 24 canali
Errore strumento	± 0,3 dB	± 1, dB	± 2 dB
Responso di freq. rumore	± 0,5 dB	± 0,5 dB	± 0,2 dB c.ca
Attenuatore d'uscita	± 0,2 dB (posiz. 20 dB)	± 0,4 dB (posiz. 30 dB)	± 0,3 dB (posiz. 20 dB)
Attenuatore del Ricev.	± 0,4 dB	± 0,7 dB	± 0,7 dB
Totale	± 1,4 dB	± 2,6 dB	± 3,2 dB
Errore efficace	± 0,7 dB	± 1,3 dB	± 2,2 dB

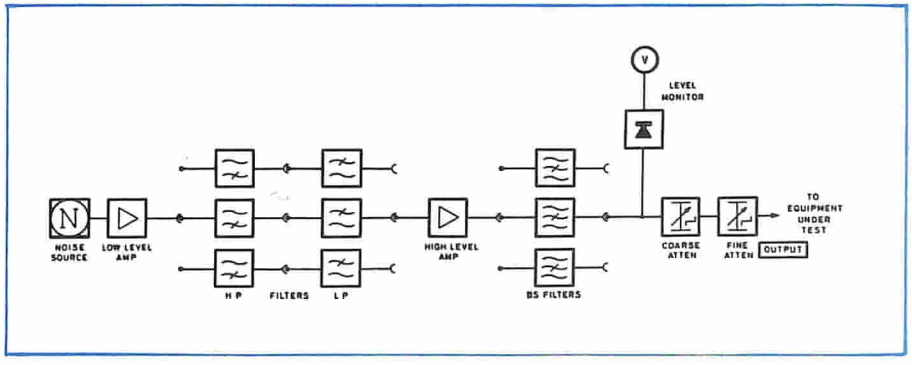


Fig. 5 - Schema a blocchi del generatore di rumore Marconi TF 2091.

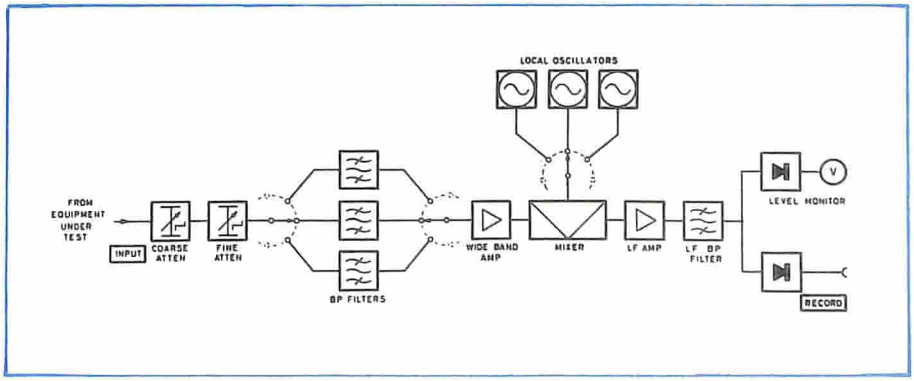


Fig. 6 - Schema a blocchi del ricevitore di rumore Marconi TF 2090 A.

TABELLA V

Frequenza Centrale kHz	Larghezza di banda (kHz) riferita a fc, in cui l'attenuazione deve essere almeno:			Larghezza di banda in cui l'attenuazione è inferiore a 3 dB
	70 dB	55 dB	30 dB	
16	± 1,5	± 2,1	± 2,7	± 5
98	± 1,5	± 1,8	± 2,1	± 4
240	± 1,5	± 1,8	± 2,2	± 5

Fig. 7 - Apparecchiatura Marconi per misure di rumore e di intermodulazione.

Fig. 8 - Apparecchiatura Marconi, modello OA 2090 B, equipaggiata con filtri "B", per 2700 canali.

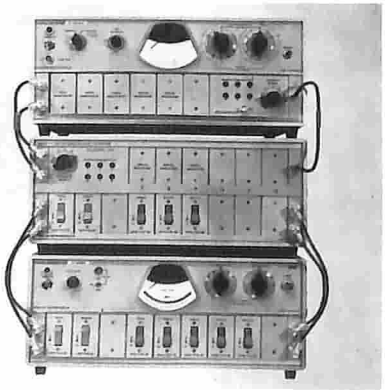


Fig. 9 - Apparecchiatura OA 2090 B, con unità di estensione TK 2090 A per il raddoppiamento della ricettività dei filtri.

ca e predendo nuovamente come esempio un NPR di 60 dB, con un livello di sovraccarico di —20 dBm, si potrà constatare come gli errori provocati dal generatore e dal ricevitore di rumore siano quelli illustrati in tabella IV.

Ciascuno dei suddetti errori rappresenta le peggiori condizioni limite, perciò la possibilità che essi si verificano simultaneamente è piuttosto rara. Un valore più realistico da prendere in considerazione è quello efficace dei singoli errori, ai quali devono essere sommati gli errori provocati dai filtri che come è stato detto, dipendono da diversi parametri del sistema e che si calcolano usando la tabella II e la figura 2.

COMBINAZIONI MARCONI INSTRUMENTS OA2090A E OA2090B

Allo scopo di permettere la massima flessibilità d'impiego dei complessi con rumore bianco della Marconi Instruments i filtri progettati secondo la raccomandazioni più recenti (399-1), sono meccanicamente compatibili con quelli della vecchia serie; pertanto entrambi i tipi possono essere montati tanto sui nuovi strumenti quanto sui vecchi. Inoltre i generatori 2090A possono essere impiegati con i ricevitori 2090 B e viceversa.

Una combinazione che non è possibile usare è invece quella dei filtri arresta-banda *B* con filtri passa-banda ed oscillatori locali *A*. Infatti, in questo caso, non possono essere garantite delle prestazioni ben definite a causa della tolleranza nella frequenza centrale *A*.

È pure importante ricordare che i filtri progettati secondo le più recenti norme C.C.I.T.T. saranno forniti in futuro anche per sistemi a bassa capacità con banda base a partire da 12 kHz. Il responso di questi filtri è indicato nella tabella V.

INDIRIZZI PER IL FUTURO

Esistono già dei progetti per stabilire delle norme differenti per i filtri del futuro, ed infatti il C.C.I.T.T. ha già proposto una apposita gamma di filtri che siano in grado di assicurare una precisione dello stesso ordine di grandezza per la misure del NPR sui sistemi a bassa capacità.

La Marconi Instr. fra l'altro ha completato la costruzione del ricevitore per rumore bianco dalla sigla *TF2092 C*, il quale consente la selezione dei parametri di carico mediante pulsanti, la possibilità di essere programmato a distanza e di essere connesso ad una stampante o ad un elaboratore di dati.

Occorre altresì considerare che la Marconi Instruments ha già posto in distribuzione da tempo la propria apparecchiatura per la misura della intermodulazione tipo OA2090, e i filtri secondo le ultime norme mentre in precedenza il generatore di rumore con relativo ricevitore dell'apparecchiatura base erano stati migliorati con l'aggiunta del controllo automatico di rumore generato, con una più alta sensibilità del ricevitore e con una migliore precisione degli attenuatori.

La figura 5 si riferisce allo schema di principio del generatore di rumore *TF 2091*, e la figura 6 allo schema di principio del ricevitore di rumore *TF 2092A*, facenti parte entrambi dell'unità *OA2090A*, un sistema da 12 a 2700 canali visibile in figura 7.

La figura 8 illustra l'apparecchiatura più recente OA2090B equipaggiata con filtri B per 2700 canali mentre la figura 9 si riferisce al complesso *OA2090B* con l'unità di estensione *TK 2099 AB* che raddoppia la ricettività dei filtri.

Trasduttori piezoelettrici e loro applicazioni

*a cura di Richard W. Greaves**

Quando si applica una certa pressione a dei quarzi si produce fra due facce di essi una carica elettrica che varia linearmente con lo sforzo applicato. Questo fenomeno, che fu scoperto da Pierre e Jacques Curie nel 1880, è conosciuto come "effetto piezoelettrico diretto". Condizione fondamentale, per cui l'effetto piezoelettrico esista è che il materiale sia anisotropico (asimetrico). Delle 32 classi di simmetria dei cristalli esistenti in natura, 20 che non hanno un punto centrale di simmetria manifestano l'effetto piezoelettrico. Ciò è presente anche in diversi materiali plastici e in materiale organico come legno e ossa. Sia nell'effetto piezoelettrico diretto sia nel suo analogo effetto indiretto, la sollecitazione e la deformazione sono riferite a parametri elettrici a mezzo di costanti di proporzionalità chiamate costanti piezoelettriche.

La costante piezoelettrica "d" può essere definita come:

$$dij = \frac{\text{carica prodotta/ (unità di area)}}{\text{forza applicata/ (unità di area)}} \quad (i = 1....3 : j = 1.....6)$$

dove si definisce l'asse attraverso il quale la carica appare, j l'asse lungo il quale la forza è applicata, 4,5 e 6 rappresentano le sezioni rispettivamente rispetto agli assi 1,2 o 3.

Per cristalli naturali il numero della costante "d" dipende dalla classe del cristallo stesso, mentre per le ceramiche fatte dall'uomo (come il Titanato Zinconato di Piombo - PZT) la costante "d" è definita dal processo di pulitura. La procedura di polarizzazione (pulitura) allinea il dipolo entro il materiale nella direzione di un campo elettrico applicato e quindi definisce l'asse sensibile alla piezoelettricità.

Un altro importante fattore da considerare per l'applicazione di materiale piezoelettrico è la Temperatura di Curie (T) che è definita per i materiali ferroelettrici come la temperatura al di sopra della quale vi è una perdita completa dell'attività piezoelettrica.

Questa chiaramente pone un limite superiore alla gamma di temperatura. Tuttavia di solito intervengono altri fattori per limitare la gamma della temperatura di impiego, come la dimensione nella resistenza di isolamento che è dell'ordine di 1 deca-

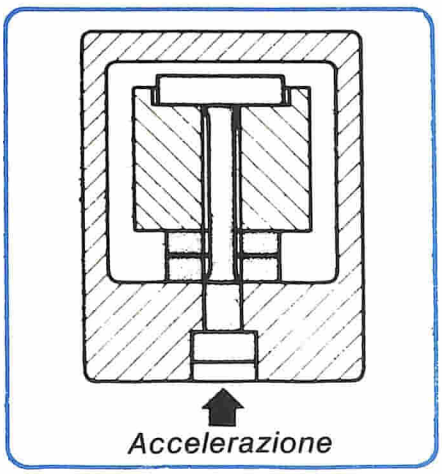


Fig. 1 - Accelerometro a compressione.

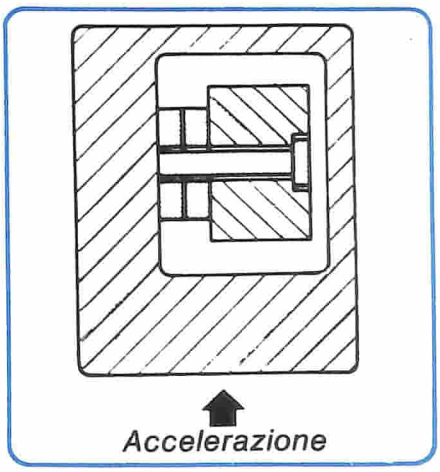


Fig. 3 - Accelerometro asimmetrico a taglio.

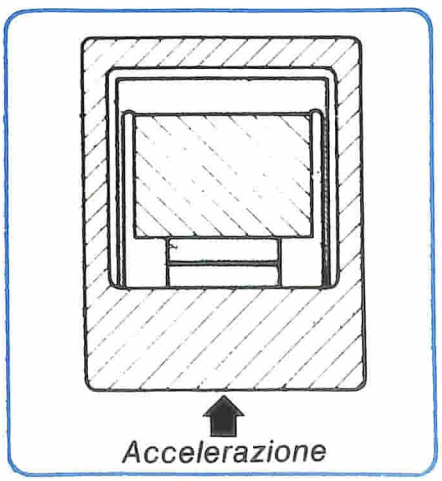


Fig. 2 - Accelerometro a compressione.

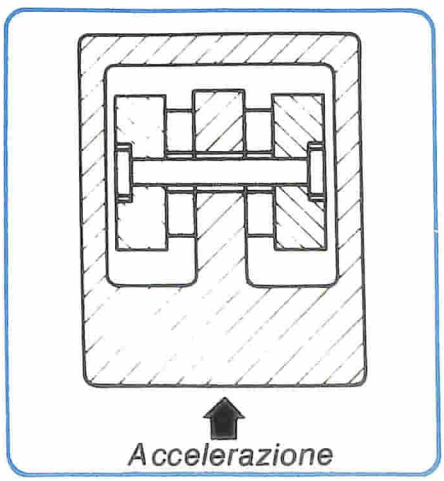


Fig. 4 - Accelerometro simmetrico a taglio.

* Ph. D. M. Inst. P. VIBRO-METER SA Fribourg - Switzerland.

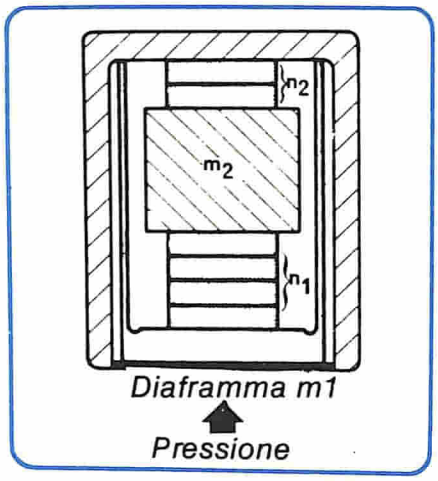


Fig. 5 - Trasduttore di pressione.

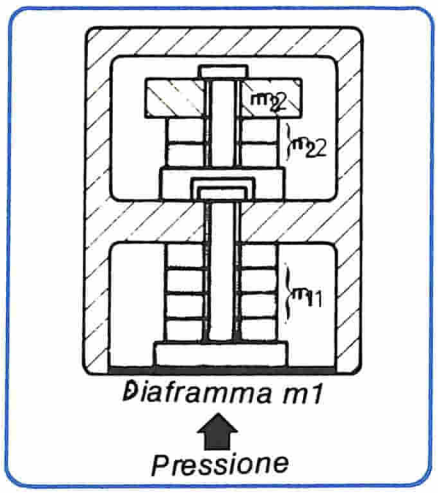


Fig. 6 - Trasduttore di pressione.

de/100°C di incremento della temperatura. In generale per tutti i materiali le costanti di taglio piezoelettrico sono di grandezza più elevata di quelle delle forze dirette e i valori delle costanti diventano più bassi all'aumentare della temperatura di Curie.

È chiaro dalla definizione della costante piezoelettrica che il materiale piezoelettrico può essere usato per misurare effetti meccanici, forze, pressioni e accellerazioni in termine di una grandezza elettrica — la carica —. Quando si progettano i trasduttori piezoelettrici per misurare qualsiasi effetto sopra menzionato, la scelta del materiale piezoelettrico è fondamentale per le prestazioni richieste del trasduttore. Per esempio è essenziale la stabilità nel tempo; è desiderabile una modesta variazione di sensibilità con la temperatura; la resistività di volume del materiale può essere importante nel determinare la temperatura massima di impiego. Inoltre quanto più elevata è la costante dielettrica "d", tanto più bassa è la forza richiesta per una certa risposta, e quindi il trasduttore è più leggero ed ha una più elevata frequenza di risonanza.

Vi sono molte possibilità alternative per le varie applicazioni, ma due metodi sono generalmente usati, particolarmente la compressione dell'elemento sensibile, o il taglio in spessore. Ciò verrà inizialmente discusso a proposito dell'accelerometro. Un accelerometro piezoelettrico è composto da materiale piezoelettricamente sensibile e da una massa sismica, tenuti assieme da una forza che li precomprime. La fig. 1 mostra schematicamente un semplice dispositivo che segue il metodo di compressione in cui il materiale piezoelettrico ha la forma di un disco e la precompressione è ottenuta con un bullone centrale. La fig. 2 mostra un'alternativa meno usata dove la precompressione è ottenuta con un manicotto esterno. La fig. 3 mostra un trasduttore che è simile a una versione a 90° della fig. 1. La fig. 4 mostra il metodo del taglio in spessore asimmetrico.

La sensibilità di carica degli accelerometri è usualmente specificata in 8 ρC/g e per i progetti mostrati è semplicemente data dalla costante dielettrica "d" (d33 per la compressione e d15 per il taglio) moltiplicato per la massa sismica. Questa è usualmente composta di più di un materiale in modo che i coefficienti di espansione di temperatura per i diversi materiali usati possano essere compensati lungo l'asse sensibile. Se non fosse così con la variazione delle condizioni di temperatura risulterebbero delle sollecitazioni diverse nell'elemento piezoelettrico con una conseguente variazione di grandezza elettrica in uscita e quindi un errore.

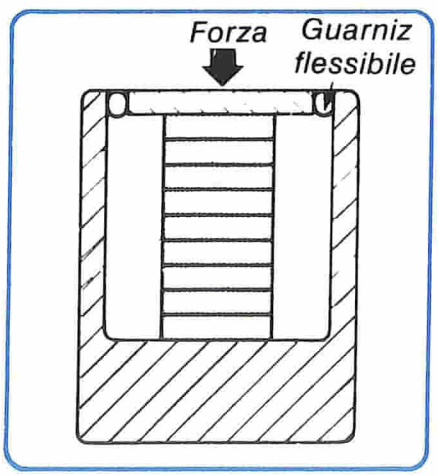


Fig. 7 - Trasduttore di forza.

In generale si può dire che il metodo di compressione è più robusto e dà la migliore risposta di frequenza, mentre il metodo di taglio dà una uscita più elevata per la medesima massa e tende ad essere isolato da sollecitazioni meccaniche indesiderate. Negli accelerometri che seguono il metodo del taglio, per lo stesso numero di dischi piezoelettrici e per la stessa massa sismica il taglio asimmetrico ha sensibilità doppia rispetto al taglio simmetrico, ma nel caso che la risposta di frequenza sia critica è usata la seconda soluzione perché il carico eccentrico nell'asta precompressa è eliminato con le risultanti risonanze di piegatura. La fig. 5 mostra lo schema di un trasduttore di pressione piezoelettrico compensato per la misura di accelerazioni dove la precompressione è ottenuta con un manicotto esterno. È una configurazione interessante nella quale è prevista una compensazione di accelerazione nonostante vi sia una sola pila (di dischi di cristallo e di massa sismica). La sensibilità alla pressione è data da d33 (n1-n2) A in cui A è l'area del diaframma effettivo, n1 e n2 sono i numeri di cristalli come indicato. La sensibilità all'accelerazione è data da d33 (m1 n1 - m2 n2) dove m1 è la massa sismica effettiva del diaframma e m2 la massa sismica dell'elemento trasduttore. Questa espressione può chiaramente essere portata a zero (entro le tolleranze meccaniche) collegando i cristalli in opposizione elettrica e regolando in modo appropriato la massa m2. Perciò il trasduttore è unicamente sensibile alla pressione.

La fig. 6 mostra uno schema alternativo, in cui la precompressione è ottenuta con un'asta centrale e le pile di cristalli superiori e inferiori sono isolati meccanicamente, ma collegati in opposizione elettrica per ottenere una compensazione di accelerazione. In questo caso la sensibilità di pressione è d33 n1A e la sensibilità alla accelerazione è la stessa data precedentemente. Perciò è ottenuto un incremento nella sensibilità della pressione con lo stesso numero di elementi cristallini, ma per contro la costruzione meccanica diviene più

complicata. Un tipico schema di trasduttore piezoelettrico di forza è indicato alla figura 7. La forza è applicata nel materiale piezoelettrico che è caratterizzato da una resistenza di isolamento molto alta in modo che la carica prodotta possa essere subito misurata in una applicazione quasi statica della forza. I trasduttori sono progettati per avere una elevata rigidità, che assicuri ad essi un'elevata frequenza, perché vi è un effetto di disturbo molto basso dovuto alla deformazione quando essi sono introdotti in un sistema meccanico.

Uno sviluppo interessante di un trasduttore di forza è l'impedenza Head. Questo dispositivo contiene un trasduttore di forza piezoelettrico e un accelerometro piezoelettrico dentro la stessa custodia, con una uscita indipendente per ciascuno. Quando il dispositivo è collegato ad una struttura e azionato con un piccolo vibratore, si ottengono i segnali d'uscita di accelerazione e forza. L'impedenza meccanica di una struttura è definita come il rapporto della forza eccitante una struttura rispetto alla velocità risultante — entrambe queste grandezze sono note, la seconda integrando il segnale di accelerazione. Verranno ora esaminati tre campi di applicazione dei trasduttori piezoelettrici, l'Aviazione, i Reattori nucleari veloci autofertilizzanti e i motori Diesel. Daremo delle indicazioni dell'impiego di trasduttori piezoelettrici e delle severe condizioni ambientali in cui essi possono lavorare. La principale applicazione delle tecniche piezoelettriche e nell'aviazione è il monitoraggio delle condizioni di funzionamento dei motori a turbina a gas. Qui sono impiegati sia i sistemi per la misura di vibrazioni sia quelli per la misura di pressioni.

Durante la fase di sviluppo di un moderno motore a reazione, degli accelerometri piezoelettrici sono usati per investigare e misurare i fenomeni di vibrazione come le risonanze dell'involucro, i disturbi degli ingranaggi, gli effetti di turbolenza del getto d'aria ed inoltre per rivelare lo sbilanciamento di parti rotanti.

Trasduttori di pressione piezoelettrici sono usati in particolare per misurare le fluttuazioni dinamiche nel flusso dell'aria attraverso il motore.

L'elettronica di misura associata permette che i segnali del trasduttore

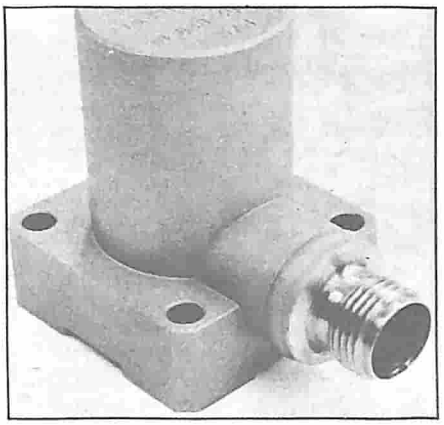


Fig. 8 - Accelerometro da 10 pC/g.

siano analizzati in varie forme per seguire i fenomeni in esame.

Per esempio una catena tipica di processo del segnale sarà: amplificazione del segnale, filtro passa-basso per informazioni di rendimento sullo sbilanciamento di cuscinetti o passa-alto per dare informazioni sui disturbi ai cuscinetti, integratore, poi indicatore su pellicola, o rivelatore di livello, e segnalatore d'allarme.

In generale un sistema ha due obiettivi, la rivelazione di un guasto improvviso in tempo per permettere che un'azione venga intrapresa per ridurre i danni secondari e per stabilire le modalità e il planning dell'azione di manutenzione.

Esiste un più avanzato ruolo di certi sistemi di misura della pressione che sono accoppiati al sistema di controllo del motore in modo da dare automaticamente una riduzione di potenza in caso di eccessive fluttuazioni di pressione. La fig. 8 mostra un accelerometro piezoelettrico standard della VibroMeter che ha trovato larga applicazione nel campo dell'aviazione. Il trasduttore lavora da -54 a +600°C con una sensibilità di 10 pC/g e una frequenza di risonanza di 15 kHz.

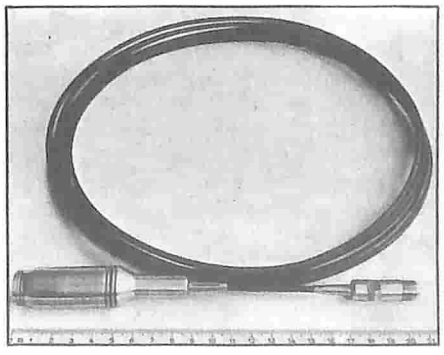


Fig. 9 - Trasduttore di pressione > 200 pC/bar.

Un'applicazione dei trasduttori di pressione con condizioni ambientali estreme si ha nel campo del reattore nucleare. Questi trasduttori devono essere immersi in sodio liquido nel circuito di raffreddamento di reattori veloci autofertilizzanti per rivelare fenomeni di bollitura e reazioni sodio-acqua.

Se la bollitura avviene, il trasferimento di calore dovrà essere interrotto e vi può essere surriscaldamento. Il rivelatore di pressione può rivelare segnali acustici dalla bollitura e il reattore può essere controllato conseguentemente.

Il circuito di raffreddamento a solido liquido è in contatto con l'acqua in scambiatori di calore. Se c'è una perdita d'acqua nel circuito del sodio può sussistere una condizione pericolosa. I mezzi convenzionali per rivelare tale evento consistono nell'usare un rivelatore nelle bolle di idrogeno che provengono dalla reazione d'acqua di sodio. Tuttavia il tempo di risposta di questi sistemi è variabile e può essere molto lungo — dipendono dalle condizioni di flusso del sodio. Invece con un trasduttore di pressione il segnale acustico di una esposizione di sodio e acqua può essere facilmente rilevato e il tempo di risposta dell'evento dipende soltanto dalla velocità di propagazione nel sodio liquido. La fig. 9 mostra un trasduttore di pressione piezoelettrico specialmente progettato per funzionare in sodio liquido nel reattore SNR 300 della Germania Ovest. Il trasduttore ha una sensibilità alla pressione di > 200 pC/bar e una sensibilità all'accelerazione di $> 0{,}05$ pC/g.

La temperatura di funzionamento è sino a 700°C e la resistenza alle radiazioni nucleari è buona perché l'elemento sensibile è un cristallo singolo. La trasmissione del segnale avviene attraverso un cavo isolato in sostanze minerali, tripolare, e con distanze dell'ordine di 30 m.

La temperatura di funzionamento è sino a 700°C e la resistenza alle radiazioni nucleari è buona perché l'elemento sensibile è un cristallo singolo. La trasmissione del segnale avviene attraverso un cavo isolato in sostanze minerali, tripolare, e con distanze dell'ordine di 30 m.

La resistenza di isolamento del sistema è maggiore di 10^3 Ω a 650°C.

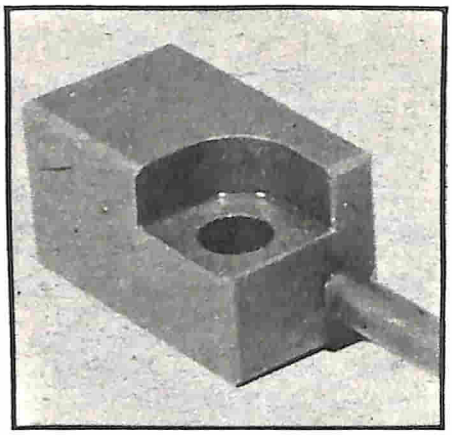


Fig. 10 - Accelerometro da 20 pC/g.

Accelerometri piezoelettrici piccoli estremamente robusti sono stati sviluppati per il monitoraggio di motori diesel marini. Questi piccoli trasduttori hanno una elevata frequenza di risonanza e sono in grado di rivelare la "firma sonora" di una macchina (onde elastiche indotte meccanicamente che si propagano nel corpo della macchina). Sorvegliando le parti sollecitate termicamente di un motore si può ottimizzare il rendimento rispetto al consumo di combustibile. La valutazione del segnale è digitale e compatibile con un calcolatore. Il sistema ha il vantaggio principale di essere esterno al motore. La fig. 10 indica un trasduttore tipo CA220, sensibilità 20 pC/g particolarmente adatto per questa applicazione.

Un recente sviluppo partendo da questo trasduttore ha portato al tipo CA230 che è usato per la sorveglianza dei caricatori a turbina. Il trasduttore è piccolo e robusto con una vita garantita superiore a 50.000 ore. È montato direttamente nella scatola di cuscinetti entro la turbina ed è in atmosfera d'olio a 130°C. Il segnale di uscita filtrato nella banda da 80 a 300 Hz dà informazioni sullo sbilanciamento dei cuscinetti e nella banda da 5 a 20 kHz dà informazioni sui disturbi dei cuscinetti. Questo trasduttore ha una sensibilità di 5pC/g. Per concludere si può affermare che l'affidabilità inerente ai trasduttori piezoelettrici — non vi sono parti in movimento — insieme con il funzionamento in condizioni ambientali estreme, il loro relativo basso costo e la facilità di impiego assicurano una possibilità di applicazione che cresce giornalmente in tutti i settori dell'industria.

CORSO SUI MICROPROCESSORI

L'importanza che stanno assumendo i microprocessori oggi è rilevante; si tratta della più grossa rivoluzione elettronica dopo l'avvento dei circuiti integrati. Si prevede che nel giro massimo di cinque anni il microprocessore sostituirà quasi totalmente la logica cablata.

E i tecnici saranno tutti in grado di seguire questa nuova realtà?

È quindi non solo utile ma indispensabile un aggiornamento a vari livelli:

a) *per le Direzioni delle aziende affinché sappiano prendere decisioni atte a stare al passo della tecnica e a ridurre i costi aziendali*
b) *per i Tecnici affinché sappiano tutto ciò che è possibile sui microprocessori cosa sono — quali vantaggi offrono — cosa possono fare — chi li produce*
c) *per le Direzioni delle aziende e per i Tecnici affinché sappiano: quando si debbono usare i microprocessori — perchè si debbono usare i microprocessori.*

A questo scopo lo studio C.P.M., specializzato in organizzazione di congressi, seminari e meeting, organizza tre corsi i cui relatori sono tecnici della T.P.A. (Tecnici Progettisti Associati) esperti nel campo dei microprocessori. Il programma di questi corsi è il seguente:

CORSO N° 1

INTRODUZIONE
Cosa si intende per microprocessore. Concetti base. Differenze fondamentali rispetto alla progettazione con logica cablata.

STRUTTURA DI UN MICROPROCESSORE
Schema a blocchi di un microprocessore. Analisi funzionale dei singoli blocchi. Interazioni operative tra i blocchi.

SOFTWARE
Caratteristiche del software dei microprocessori. Interazioni hardware e software nella progettazione con sistemi a microprocessore. Software di supporto.

CRITERI DI SCELTA
Proposte di linee di approccio alla tecnologia dei microprocessori. Criteri di scelta di un microprocessore relativamente al campo di applicazione.

OFFERTA DEL MERCATO
Panoramica dei principali microprocessori esistenti sul mercato.

CORSO N° 2

GENERALITÀ
Caratteristiche del set di istruzioni di un microprocessore. Metodi di indirizzamento e tecniche relative. Caratteristiche base del set di istruzione dei principali microprocessori sul mercato.

LINGUAGGIO ASSEMBLER
Principi di linguaggio assembler.

PROGRAMMAZIONE MODULARE
Principi di programmazione modulare e suo utilizzo nella creazione di software applicativo per microprocessori.

SOFTWARE DI SUPPORTO
Cosa si intende per software di supporto. Descrizione dei programmi di utilità normalmente forniti dalle case costruttrici. Inserimento dei vari programmi nella creazione del software utente.

TEST E DEBUG
Software di test e debug con riferimento alla progettazione di sistemi a microprocessore.

INPUT-OUTPUT
Tecniche software per la gestione delle varie forme di colloquio I/O.

LINGUAGGI EVOLUTI
Utilizzo dei linguaggi evoluti nella programmazione dei microprocessori.

CORSO N° 3

INTRODUZIONE
Definizioni di base. Architettura della CPU di un microprocessore a 16 bit. Descrizione funzionale delle varie parti.

SUPPORTO HARDWARE
Componenti di supporto e loro utilizzo nel progetto con sistemi a 16 bit. Esempi di utilizzo. Sistemi di sviluppo disponibili.

SUPPORTO SOFTWARE
Software di supporto e descrizione dei programmi disponibili. Loro utilizzo.

APPLICAZIONI
Campi di applicazione dei microprocessori a 16 bit ed esempi di realizzazione con particolare riferimento a problemi e soluzioni.

FASE DI UN PROGETTO
Progetto con sistemi a 16 bit. Valutazione dei tempi e costo delle diverse fasi. Considerazioni sulle attrezzature di base necessarie.

La partecipazione a questi corsi è a numero chiuso e verrà limitata alle prime cinquanta adesione.

La quota di partecipazione ad ogni corso è di L. 90.000 + 12% IVA e comprende una colazione di lavoro, due coffee breaks, un libro sui microprocessori in italiano e documentazione dei vari produttori di microprocessori.

Le iscrizioni vanno inviate assieme alla quota, allo Studio C.P.M., via M. Gioia 55, 20124 Milano.

I CORSI SI TERRANNO IL 22-23-24 NOVEMBRE p.v. PRESSO LA SALA DELL'AERHOTEL FIERA MILANO VIALE BOEZIO 20 MILANO ACCANTO ALLA ESPOSIZIONE B.I.A.S.

Ionizzatore biologico incorporato in un radioricevitore

A prima vista sembrerebbe estraneo ad una rivista di elettronica questo studio sulla fisiologia umana, ma l'interesse della materia, nel campo della elettrizzazione atmosferica, la sua influenza sull'organismo umano e per ultimo l'accoppiamento a un radioricevitore ne giustificano la pubblicazione.

a cura di Wilson

La salute dell'uomo è influenzata in forte misura da fattori climatici e metereologici: pressione, temperatura, purezza e umidità dell'aria circostante, con la loro spontanea mutevolezza, sono valutati in modo più o meno evidente per gli effetti biologici sull'organismo umano in forma di sensazioni piacevoli o penose, vedi tabella di figura 1.

Secondo osservazioni documentate già nel 18° secolo da vari attendibili autori, si deve riconoscere una decisiva influenza della elettrizzazione dell'aria sulla salute fisica e psichica dell'uomo, come su tutti gli altri fenomeni biologici. Veramente non si potè allora inquadrare con sicurezza i fenomeni nel campo della fisica e solo nel 20° secolo, mediante l'elettronica, si poterono raggiungere esatti e riproducibili risultati di ricerca.

INFLUSSI ATMOSFERICI SUL CONTENUTO DI IONI NELL'ARIA

Nell'atmosfera si trovano, oltre gli atomi gassosi e molecole elettricamente neutri, anche particelle con carica elettrica, i cosiddetti aero-ioni che possono per varie ragioni essere caricati negativamente o positivamente; negativi se nella costituzione della molecola predomina l'eccedenza di elettroni; gli ioni positivi difettano di elettroni pertanto il loro stato elettrico non è neutro.

Attraverso fenomeni naturali di ionizzazione dell'aria, per esempio mediante irradiazioni ultraviolette e cosmiche o sostanze radioattive presenti nell'atmosfera, viene mantenuta una concentrazione di cosiddetti piccoli-ioni.

Poiché la sfera terrestre rispetto alla circostante atmosfera gassosa può essere considerata come un corpo elettrico caricato negativamente, questi piccoli-ioni si distribuiscono, secondo il loro stato di carica, fra la terra e il potenziale degli strati più elevati di aria (troposfera), ove soprattutto negli strati più alti si trovano gli ioni negativi. A piccola distanza dalla terra è minima la quantità di ioni negativi, nel caso più favorevole 500...2000 per cm^3. La quantità degli ioni positivi è sensibilmente maggiore a causa dell'effetto di attrazione del potenziale terrestre negativo. Mentre alle maggiori altezze, fino a circa 2 km, causa la intensa irradiazione ultravioletta, si rileva una densità di solo 500, massimo 1000 ioni positivi/cm^3; nei terreni piani si riscontra una concentrazione di ioni positivi dieci volte maggiore, nei locali di abitazione di circa cento volte e nei locali di lavoro sino a circa mille volte. Poiché, nella maggior parte dei casi, la proporzione di ioni negativi è troppo piccola, viene notevolmente superato il rapporto di 5:4 (ioni positivi sui positivi) riconosciuto dai biofisici come valore ottimale. Fra gli strati con diversa concentrazione di cariche compare sempre una differenza di potenziale elettrico (in V); tanto maggiore è questa differenza di potenziale per una determinata distanza d (in m) tanto più elevata è l'intensità di campo presente tra i punti di riferimento. Essa è inversamente proporzionale alla distanza d, cioè diminuisce con l'aumentare della distanza.

L'uomo si muove sempre, sulla superficie terrestre, prevalentemente in senso perpendicolare a un campo continuo polarizzato elettricamente. Le intensità di campo sono però diverse causa la differente struttura della superficie terrestre (montagne, mari, pianure) e delle varie condizioni metereologiche (sole, nebbia, pioggia), inoltre le diverse proprietà, dal punto di vista elettrico, delle materie che si trovano fra i due potenziali (+) (—), come pure gli edifici sporgenti dal piano dell'orizzonte o le elevazioni del suolo determinano in larga misura l'intensità del campo (Fig. 2).

Negli strati detti zone di bel tempo, si possono stabilire intensità di campo di circa 200 V/cm, in montagna aumenta l'intensità di campo fino a 5000 V/cm, anche a seguito dell'effetto creato dalle punte sul potenziale terrestre. La Fig. 3 mostra in forma molto semplificata la polarizzazione delle molecole dell'acqua o

Fig. 1 - Influenza biologica dei fattori climatici sull'organismo umano

	BEL TEMPO			CAMBIAMENTO DEL TEMPO		MIGLIORAMENTO DEL TEMPO
	intermedio	**in evoluzione**	**superato**	**insorgente**	**terminato**	**incipiente**
ANNUVOLAMENTO	alticumuli stratocumuli	in estate cumuli in inverno: nebbia leggera sino a molta nebbia	alticumuli cirri isolati	strati-cirri, alti-strati in salita in piena estate: alticumoli e formazione di temporali a cumuli o lembi	nembi-cumuli con trasformazione in densi altistrati poi cumuli con stratocumuli	stratocumuli alticumuli
andamento giornaliero della TEMPERATURA	normale	rinforzata	in aumento	in aumento	rapidamente in discesa	bassa
andamento giornaliero della UMIDITÀ	normale	rinforzata	discendente	in aumento	quasi stabile	bassa
CLIMA (temperatura-umidità)	fresco sino secco mite	mite sino caldo secco	caldo molto secco	mite sino caldo umido	fresco umido	freddo sino fresco secco
PRESSIONE ATMOSFERICA	normale, leggermente in salita		leggermente in discesa	fortemente in discesa	bassa discesa	leggermente in salita
OZONO	normale fisiologico ~ 0,01 ppm					
ELETTRIZZAZIONE DELLA ARIA — Corrente verticale						
ELETTRIZZAZIONE DELLA ARIA — Intensità di campo						
ELETTRIZZAZIONE DELLA ARIA — Conduttività elettr.						
REAZIONE FISIOLOGICA	nessun effetto irritante		inizio effetto irritante	moderato effetto irritante	forte effetto irritante	massimo effetto irritante	interruzione dell'effetto irritante
Disposizione d'animo	equilibrata	eccitata	eccitata	irritata	depressiva	ancora depressiva	leggermente depressiva
Sonno	normale tranquillo	lieve insonnia	sonno agitato insonnia	disturbato	per lo più profondo sonno con aumentata sonnolenza (stanchezza)		normale sonno profondo (ristoro)
Piacere al lavoro	buona capacità di concentrazione	aumentato trasporto al lavoro fisico	nessun sforzo o concentrazione	limitato per sensazione di malessere generale			crescente volontà di lavoro
Metereopatia	nessuna sofferenze per le condizioni del tempo		emicranie, sofferenze di circolazione e dolori per cicatrici o piaghe				interruzioni dei sintomi generali di malessere
GIUDIZI	biologicamente favorevole			biologicamente sfavorevole			favorevole

dell'aria in una nuvola e le differenti intensità di campo che si creano con lo spostamento fra la nube e la superficie terrestre. Un confronto delle figure 2 e 3 fa comprendere come, entro un più o meno lungo spazio di tempo, può avvenire una notevole variazione di campo elettrico e di cariche nell'atmosfera e con ciò nel campo vitale dell'uomo. L'intensità di campo raggiunge per esempio un valore di circa $3 \cdot 10^6$ V/m, allora in corrispondenza alla minima distanza d3 avviene un equilibrio del potenziale con una scarica fra gli strati a diversa concentrazione di cariche. Per un mutamento di tempo (vento, temporale) o anche per un cambiamento di località, variano le intensità di campo elettrico che influenzano l'uomo e con ciò anche la concentrazione delle particelle d'aria ionizzate, nell'ambiente di vita dell'uomo stesso. Ma le concentrazioni di ioni nell'aria non presentano cariche statiche fisse, nel campo d'azione delle diverse intensità di campo elettrico gli ioni scorrono continuamente fra gli strati con polarità opposta. Per esempio gli ioni positivi sono attratti dalla terra, caricata negativamente, e gli ioni negativi dalla troposfera. Questa corrente ionica, diretta in prevalenza verticale alla superficie terrestre, dipende dalla intensità di campo e dalla concentrazione degli ioni. Nel campo vitale dell'uomo questa corrente è veramente minima, ammonta in media solo a un bilionesimo della corrente di elettroni che scorre attraverso una lampada a incandescenza da 100 W; tuttavia provoca notevoli stimoli biologici su ogni essere vivente.

Poiché l'ambiente di ogni organismo presenta determinate caratteristiche elettriche, pure nell'interno del corpo il ricambio biologico è collegato con un ricambio di ioni; variazioni delle condizioni interne ed esterne significano cambiamenti nel ritmo di vita, ai quali l'originario rapporto è durevolmente disturbato, allora le cellule del corpo si ammalano e a lungo andare si distruggono. Stimoli bioenergetici possono venire trasmessi all'organismo attraverso gli ioni come anche attraverso campi elettrici. Gli ioni come portatori di energia vengono assorbiti dalla superficie del corpo o giungono nell'interno del corpo attraverso le vie respiratorie.

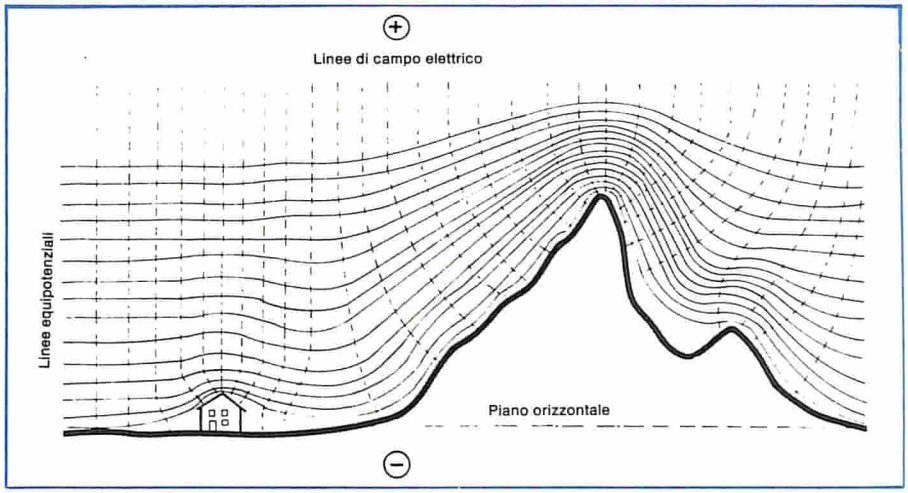


Fig. 2 - Deformazione del campo naturale terrestre provocato da edifici e rilievi del suolo.

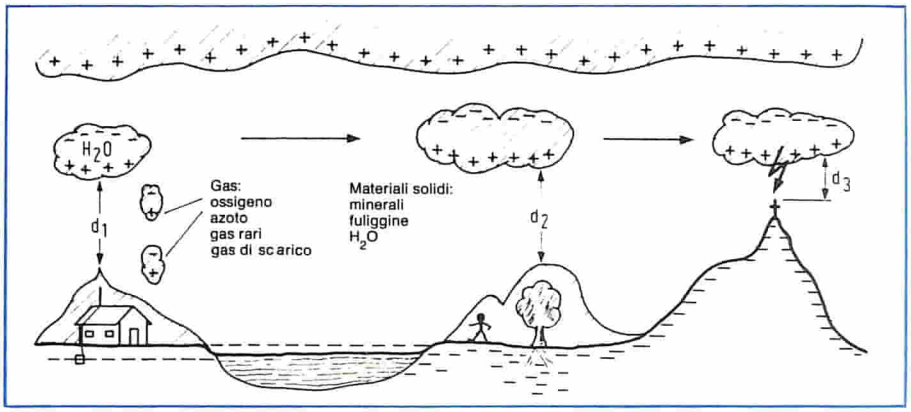


Fig. 3 - Formazione delle variazioni nel campo naturale elettrico biologicamente efficaci e polarizzazione delle molecole gassose e materiali sopra la superficie terrestre.

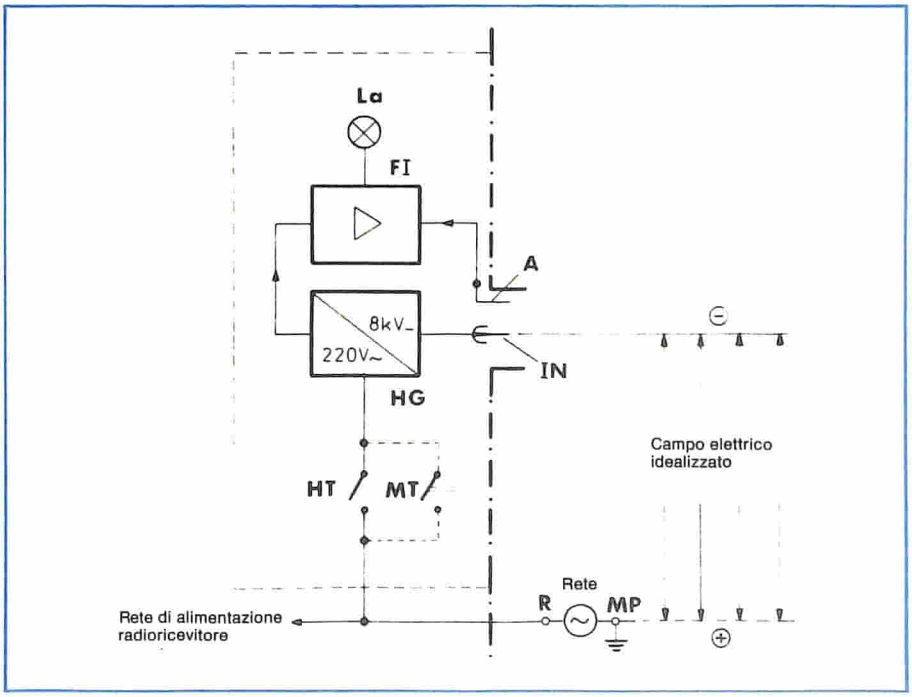


Fig. 4 - Schema a blocchi del bio-ionizzatore montato nel radioricevitore Oslo della Körting (HG generatore di alta tensione, IN ago emettitore di ioni, FI indicatore di campo, L lampada di segnalazione, A sonda, HT interruttore manuale di inserzione, MT interruttore automatico).

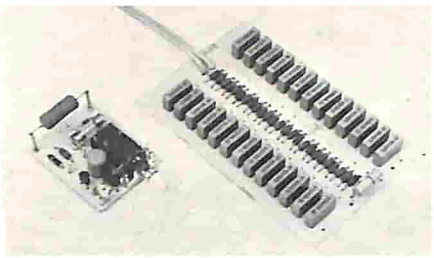


Fig. 5 - Indicatore di campo (a sinistra) e cascata dell'alta tensione (a destra) del bio-ionizzatore.

IONITERAPIA

Gli specifici risultati riscontrati mediante l'utilizzazione di piccoli-ioni negativi prodotti artificialmente, in malattie come bronchiti, reuma, asma, tubercolosi, pertosse, emicranie, ecc. hanno indotto studiosi di tutto il mondo a interessarsi al fenomeno della ioniterapia. Quale via prendano nel corpo umano i piccoli-ioni dopo essere stati assorbiti con la respirazione, non è stato dimostrato fino ad oggi esattamente. Si suppone però che gli ioni inspirati provocano per reazione determinate distribuzioni di cariche nell'organismo ove essi o cedono la loro carica o richiamano una carica opposta; con questo effetto stimolante devono venire pertanto provocati i constatati positivi fenomeni biologici nel corpo umano. Da ulteriori ricerche è risultato pure che al naturale campo elettrico continuo si sovrappongono campi elettrici alternati di varia natura. Questi provocano una inversione di direzione delle correnti corporali biologiche con cadenza della frequenza del campo alternato, con ciò frequenze sfavorevoli impediscono lo scambio degli ioni nelle cellule del corpo. Campi naturali alternati con minima frequenza (0,5...1h^{-1}) possono formarsi da fronti di temporali con folate di vento, nevicate e tramite lontani influssi cosmici (vedi Fig. 1).

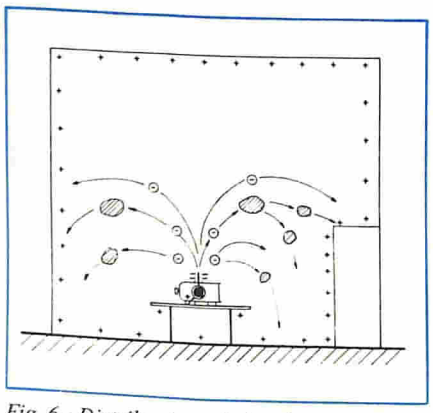


Fig. 6 - Distribuzione di piccoli-ioni negativi nel campo elettrico e loro agglomerazione nelle particelle elettricamente neutre di polvere, diventando così medi e grossi ioni.

Campi alternati prodotti artificialmente con più elevate frequenze (50 s^{-1}) si formano specialmente in vicinanza di condutture elettriche. Le di frequente riscontrate sensibilità alle condizioni del tempo (metereopatie) come conseguenze di forti campi alternati, portano a nervosismo, emicranie e a una maggiore predisposizione alle malattie infettive. Causa le reazioni biochimiche generali ne sono influenzate anche piante e alimenti. Studiosi in Svizzera hanno constatato come a seguito di campi elettrici alternati, creati da evoluzioni del tempo, aumenta la virulenza dei microbi e diminuiscono i poteri di difesa degli esseri viventi. Si trovò anche che in località con un forte campo elettrico continuo e una bilanciata concentrazione di ioni, fortemente regrediva l'apparizione di virus e bacteri che provocano malattie infettive. L'effetto polarizzante di un campo naturale in locali chiusi è presente solo in piccole entità, poiché specialmente gli edifici in cemento armato agiscono come gabbie di Faraday, che schermano il campo elettrico. I pochi piccoli-ioni negativi esistenti nel locale stagnano a lungo nella loro posizione, data la molto piccola intensità di campo, lo scambio circolare di ioni delle cellule è ridotto e l'aria dell'ambiente non può venire purificata nella quantità desiderata. Ma poiché proprio in questi locali, data l'esistenza di molti conduttori elettrici, si presentano svariati campi alternati, di conseguenza sono preponderanti, dal punto di vista biologico, condizioni ambientali sfavorevoli. La quantità di ioni negativi regredisce sino al valore di alcuni ioni ogni cm^3, le molecole d'aria esistenti nel locale hanno in preponderanza polarità positiva e vengono in continuazione incrementati tramite ioni positivi di nuova formazione (per esempio tramite apparecchi elettrici di riscaldamento o dalla brace di sigarette). Stanchezza, concentrazione rilassata, aggressività e depressione sono tipici fenomeni di questo sfavorevole rapporto di ioni che il dottore Slote dell'università di New York classificò come cripto-clima. Il prof. J. Mose dell'Istituto di Igiene dell'università di Graz dimostrò, con delle precise serie di prove, che il potere di difesa del corpo umano viene pregiudicato in rilevante entità dall'influsso dell'intensità di campo e ne è condizionato il sistema di immunità. Risultati di indagini nel settore dei neuro-ormoni portarono inoltre alla teoria 5 HT che dimostra come sotto l'influenza di condizioni ambientali e climatiche sfavorevoli, aumenta nel corpo la cosiddetta Serotonin (5 Hydroxyd-Trytamin) che può venire classificata come tipico ormone stressante. Gli ioni negativi hanno però la possibilità di attivare nell'organismo umano gli enzimi, ridotti dalla Serotonin. Se rimane disturbato l'equilibrio tra Serotonin e i suoi enzimi a seguito di una sfavorevole proporzione di ioni positivi rispetto ai negativi per un lungo spazio di tempo, intervengono allora dannose influenze sul sistema nervoso vegetativo. Anche la ricerca sui tu-

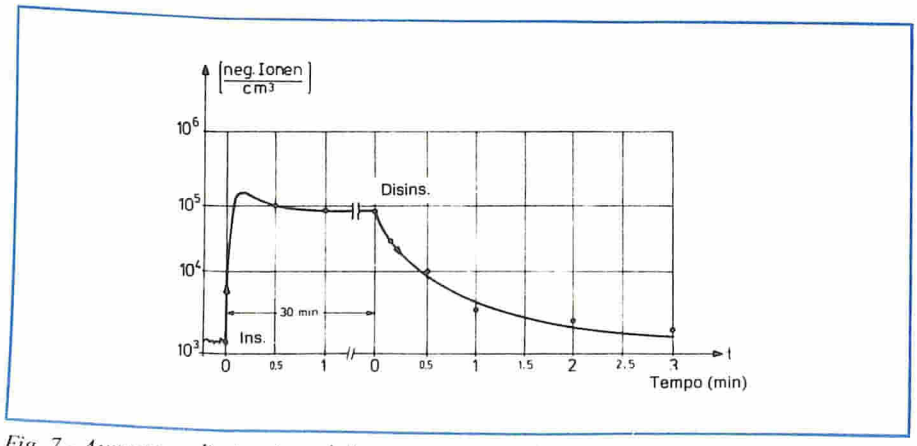


Fig. 7 - Aumento e diminuzione della concentrazione degli ioni negativi alla inserzione e disinserzione del generatore di ioni.

mori si interessa ai fenomeni biochimici delle cellule del corpo sotto l'influenza di ioni prodotti artificialmente; da prime ricerche presso la Nasa nel 1970 risultò che il potenziale delle cellule sane presentava evidenti differenze da quello delle cellule tumorali e si spera, mediante l'influenza di potenziale con piccoli-ioni negativi ricavati artificialmente, di poter ottenere un ritorno dello sviluppo normale delle cellule. Una sufficiente quantità di ioni negativi nell'aria, che provoca le menzionate positive reazioni biologiche sul corpo umano, presenta pure favorevole influsso sulla naturale purezza dell'aria. Elettroni e piccoli-ioni negativi hanno cioè la proprietà di captare le particelle elettricamente neutre in sospensione nell'aria (polvere, goccioline di acqua, bacteri, ecc.); con ciò diventate più pesanti e trasformate da medi o grossi ioni in grappoli di molecole, scendono al suolo (naturale processo di purificazione dell'aria). Quanto maggiori sono i piccoli-ioni negativi esistenti nell'aria, tanto più intenso è l'effetto di riduzione dell'inquinamento atmosferico. Il ricambio verticale d'aria e con ciò il trasporto naturale dei creatisi ioni negativi, sono collegati ad una situazione metereologica di alta pressione, a seguito di una inversione negli strati inferiori d'aria la continua contaminazione tramite gas di scarico o polvere, porta in breve tempo allo smog, in cui aumenta l'inquinamento dell'aria respirabile anche con bacteri.

POSSIBILITÀ TECNICHE PER IL MIGLIORAMENTO DEL BIO-CLIMA NEI LOCALI CHIUSI

Come già menzionato può decrescere in modo rilevante lo scambio ionico a causa dello scarso campo elettrico continuo specialmente nelle costruzioni in cemento armato, come pure in seguito a insufficiente quantità di piccoli-ioni negativi. Mediante una ionizzazione artificiale del locale, per esempio tramite l'arricchimento dell'aria di piccoli-ioni negativi, si può procurare in un locale chiuso una atmosfera bioelettrica che, entro una limitata estensione, ripristina le normali ideali condizioni elettriche dell'aria.

I generatori di ioni ideati allo scopo producono, con diversi sistemi unipolari, aero-ioni negativi. Effetti terapeutici sono praticamente ottenuti solo se la quantità degli ioni prodotti artificialmente, a una distanza di m 0,5 dall'apparecchio, supera la concentrazione minima di $40 \cdot 10^3$ per cm^3.

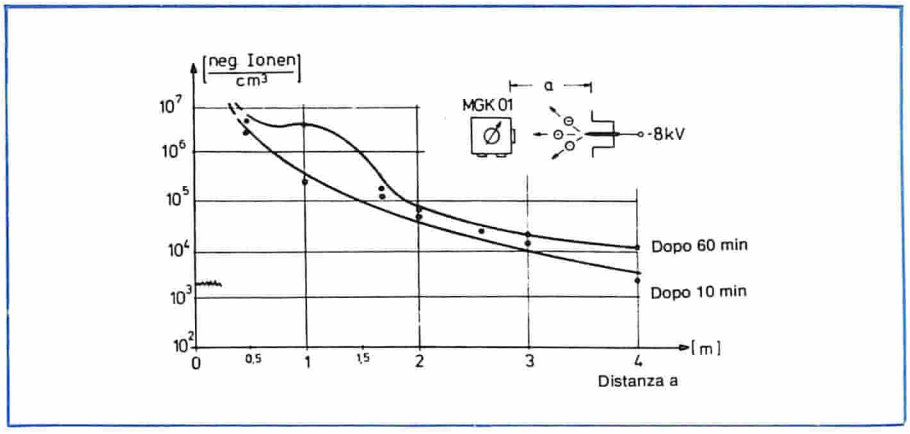


Fig. 8 - Concentrazione degli ioni negativi e del funzionamento (locale chiuso di volume 64 m^3, temperatura 18°, misuratore MGK 01).

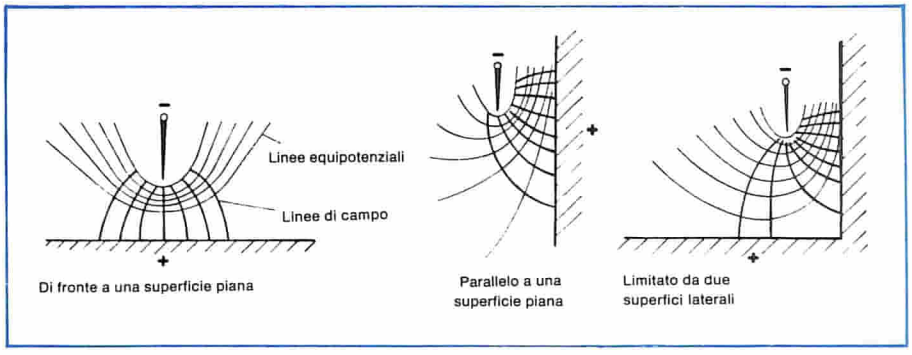


Fig. 9 - Andamento del campo su un elettrodo a punte.

IL BIO-IONIZZATORE

La casa Körting come realizzazione tecnica di questo compito, ha creato, in combinazione con un radioricevitore, una fonte di ioni autonoma di sicuro funzionamento (Fig. 4).

L'apparecchio consiste in sostanza di un generatore (HG) di alta tensione, alimentato dalla rete (Fig. 5) e un ago emettitore di ioni (IN) collegato al polo dell'alta tensione. L'ago sporge dalla custodia e funziona come una antenna irradiante poiché, data la elevata intensità di campo che si crea con l'inserzione dell'apparecchio, mediante la scariche per effetto corona e la ionizzazione per urti delle circostanti molecole d'aria, si formano ioni negativi.

Data la loro uguale polarità questi ioni si respingono reciprocamente e in dipendenza della distribuzione del

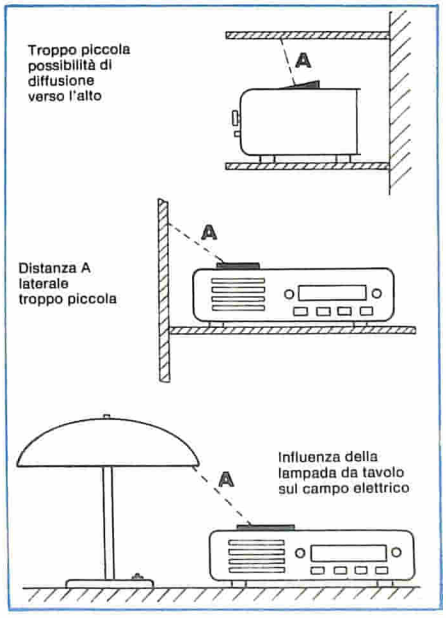


Fig. 10 - Sfavorevole posizione del bio-ionizzatore.

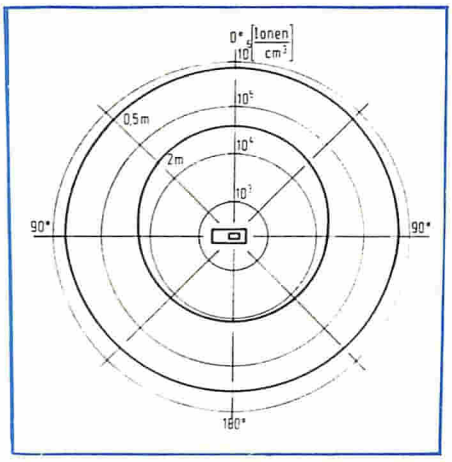


Fig. 11 - Concentrazione degli ioni superiormente all'ago emettitore, in dipendenza della distanza e dell'angolo nello spazio circostante.

campo si diffondono nello spazio circostante. La migrazione degli ioni è in particolare molto evidente nel sensibile vento ionico in vicinanza dell'ago emettitore. Attraverso la custodia l'altro polo del generatore di alta tensione è collegato a terra così che in prossimità dell'apparecchio, per effetto di induzione, si crea un uguale campo elettrico nel cui raggio d'azione ha luogo la desiderata concentrazione di ioni necessaria per l'uomo. Il contemporaneo effetto di purificazione dell'aria si spiega, come già descritto, col fenomeno fisico dell'unione di piccoli-ioni negativi con le particelle di polvere elettricamente neutre e con la caduta dei grossi-ioni sugli oggetti circostanti che rispetto alle mobili particelle ionizzate presentano uno stato di carica positiva (Fig. 6).

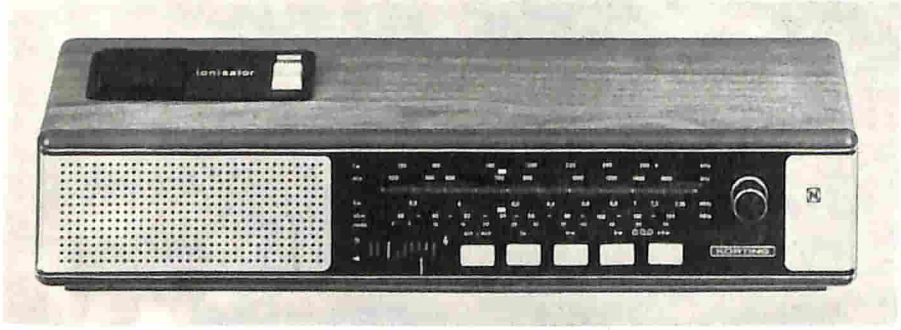
Il consumo di ioni negativi, legato alla ricombinazione, alla aspirazione e al processo di purificazione dell'aria, viene reintegrato in continuazione dall'apparecchio bioionizzatore; pertanto la capacità di emissione dell'apparecchio è dimensionata in modo che la minima quantità di ioni negativi, necessaria secondo i biofisici, viene mantenuta con sicurezza entro il suo raggio d'azione. All'inserzione data la elevata potenza di emissione la concentrazione di ioni (ioni/cm^3) in prossimità dell'apparecchio sale di circa 15 secondi dal normale stato di $1 \cdot 10^3 ... 2 \cdot 10^3$ ioni/cm^3 ad un valore superiore di due unità di esponente di dieci (Fig. 7).

Dopo la disinserzione si torna praticamente entro un minuto al valore primitivo poiché la durata media di vita dei piccoli-ioni prodotti ammonta a solo 0,5...2 minuti. La lampada La dell'indicatore di campo FI in combinazione con lo ionizzatore (Figg. 4 e 5) si illumina quando è raggiunta la normale potenza di emissione controllata tramite una sonda A, essa ammonta, in prossimità dell'ago emittente, a circa 10^9 ioni/s. Per quanto questo numero appaia molto elevato l'effettiva ionizzazione delle molecole d'aria esistenti nel campo è molto piccola; per esempio a una concentrazione di ioni di 10^6/cm^3 su 10^{12} molecole d'aria solo una molecola viene ionizzata. Con una distanza dall'apparecchio maggiore, la concentrazione di ioni negativa regredisce molto a seguito della ricombinazione e della distribuzione proporzionalmente aumentata su un maggior volume, cioè quanto più ci si allontana dalla sorgente di ioni tanto meno ioni possono venire inalati. Ad una distanza di 3 metri esistono ancora circa 4×10^4 ioni/cm^3 (Fig. 8).

Poiché anche con prolungati tempi di funzionamento la concentrazione alla distanza maggiore di 1,5 metri aumenta solo in modo irrilevante, poteva essere opportuno dislocare il bio-ionizzatore nelle prossime vicinanze dell'ambito di residenze (divani, comodini); con ciò doveva però essere evitato che lo spazio libero sia al di sopra che lateralmente all'ago emettitore venisse diminuito per la disposizione delle suppellettili. Infatti la conseguente sfavorevole concentrazione di campo e la aumentata agglomerazione di ioni sulle circostanti pareti limitano la libera diffusione di ioni nel locale (Fig. 9 e 10).

La Fig. 11 mostra un grafico relativo alla distribuzione radiale degli ioni generati superiormente all'ago emettitore e con il presupposto che non si presenti nessuna limitazione dello spazio circostante.

Combinando i risultati di misura delle figure 8 e 11 si ricava che il diagramma di irradiazione nello spazio del generatore, nelle condizioni di campo libero, ha la forma di un imbuto assottigliato in modo esponenziale in direzione dell'asse longitudinale dell'ago. Causa le fortuite correnti d'aria nel locale la distribuzione ionica poteva allontanarsi sensibilmente in più o in meno da questa forma. Inoltre la persona che si immette nell'ambito di questo spazio concentra su di sé il campo, se la sua resistenza elettrica deviante non è maggiore di 10^6 Ω, dovrebbe essere questo il caso generale così che può essere considerato elettricamente come messo a terra. Gli effetti biologici sull'organismo umano non possono essere naturalmente indipendenti dalla durata in cui si è sottoposti all'influsso e dalla concentrazione degli ioni (dosatura). Esatte direttive al riguardo non si possono però dare, poiché le condizioni locali di clima e di ambiente influenzano in grande



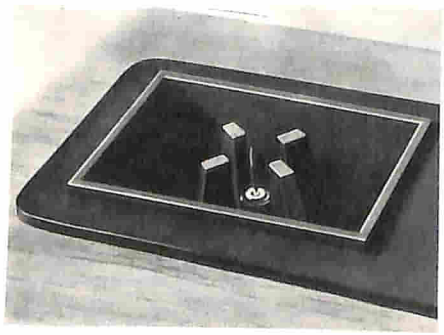


Fig. 12 - Radioricevitore Oslo della Körting e a sinistra disposizione dell'ago emettitore.

Dati tecnici

Potenza di irradiamento dell'ago emettitore: $> 1{,}25 \cdot 10^9$ ioni/s
Concentrazione alla distanza di 0,5 m: $> 4 \cdot 10^5$ ioni/cm^3
Alta tensione: 7 ÷ 8 kV
Potenza assorbita: ≈ 5 VA

IL MARCHIO
DELLA
QUALITÀ
E AFFIDABILITÀ

resistori a strato metallico BEYSCHLAG

Serie Standard Toll. ± 1% e ± 2%

Tipo	Dimensioni		Dissipazione Watt a 70°C	Gamma Valori	Coeff. Temp.	Tensione Lavoro	Toll.
	Lungh.	Diam.					
MBA 0204	4,1 mm	1,6 mm	0,2 Watt	100 Ohm ÷ 100 Kohm	50 ppm	200 V	±1% e ±2%
MBB 0207	6,3 mm	2,5 mm	0,4 Watt	1 Ohm ÷ 9,9 Ohm 10 Ohm ÷ 1 Mohm	100 ppm 50 ppm	250 V	±2% ±1% e ±2%
MBC 0309	8,3 mm	2,9 mm	0,5 Watt	1 Ohm ÷ 9,9 Ohm 10 Ohm ÷ 1 Mohm	100 ppm 50 ppm	300 V	±2% ±2% e ±1%
MBE 0414	11,9 mm	4 mm	0,66 Watt	1 Ohm ÷ 9,9 Ohm 10 Ohm ÷ 1,5 Mohm	100 ppm 50 ppm	350 V	±2% ±2% e ±1%
MBF 0617	14 mm	6 mm	1 Watt	1 Ohm ÷ 49,9 Ohm 51 Ohm ÷ 1,5 Mohm	100 ppm 50 ppm	350 V	±2% ±2% e ±1%

Valori delle serie E 24 - E 96.

Serie di alta precisione toll. ± 0,5% e ± 0,1%

Tipo	Dimensioni		Dissipazione Watt a 70°C	Gamma Valori	Coeff. Temp.	Tensione Lavoro	Toll.
	Lungh.	Diam.					
MBB 0207	6,3 mm	2,5 mm	0,4 Watt	50 Ohm ÷ 500 Kohm	25 ppm	250 V	±0,5%
MBC 0309	8,3 mm	2,9 mm	0,5 Watt	50 Ohm ÷ 500 Kohm	25 ppm	300 V	±0,5%
MBE 0414	11,9 mm	4 mm	0,66 Watt	50 Ohm ÷ 1 Mohm	25 ppm	350 V	±0,5%
MBF 0617	14 mm	6 mm	1 Watt	100 Ohm ÷ 1,5 Mohm	25 ppm	350 V	±0,5%
MBB 0207	6,3 mm	2,5 mm	0,4 Watt	500 Ohm ÷ 100 Kohm	15 ppm	250 V	±0,1%
MBC 0309	8,3 mm	2,9 mm	0,5 Watt	500 Ohm ÷ 100 Kohm	15 ppm	300 V	±0,1%
MBE 0414	11,9 mm	4 mm	0,66 Watt	500 Ohm ÷ 240 Kohm	15 ppm	350 V	±0,1%

Valori delle serie E 24 - E 96 - E 192.

misura gli effetti terapeutici. La durata della seduta non deve essere minore di un'ora e la distanza dallo ionizzatore non maggiore di 1...2 metri. La durata dell'applicazione può essere illimitata poiché si è constatato con svariate prove che la massima possibile dose praticata (seduta di più ore nella prossima vicinanza dell'ago emettitore) è completamente innocua e non provoca nessun danno alla salute. Il consumo di corrente dello ionizzatore a 220 V alternata è molto piccolo e corrisponde a una potenza assorbita di circa 5 VA con una spesa oraria minima.

Poiché il generatore di ioni non produce alcuna irradiazione di disturbi e non ha alcuna ripercussione sulla rete di illuminazione, potè essere sistemato direttamente in un radioricevitore (Fig. 12).

L'ago emettitore che sporge superiormente alla custodia è molto appuntito in modo che la fuoriuscita degli ioni sia favorita dal fenomeno elettrico delle punte ed è inoltre efficacemente protetto da azioni meccaniche esterne. La fuoriuscita di piccole particelle di materie conseguente all'effetto di scintillazione causa pertanto che la punta dell'ago emettitore lentamente si consuma e si incrosta. Fintanto che la lampada indicatrice è accesa è garantito che esiste la necessaria potenza di emissione; se la luce della lampada oscilla o si spegne significa che l'espulsione di ioni è diminuita causa il ridotto potere emittente della punta, nel qual caso è necessario introdurre un nuovo ago. Non esiste possibilità di pericolo per l'uomo anche al diretto contatto dell'ago durante il funzionamento. Il generatore di alta tensione del bio-ionizzatore durante il funzionamento, si può considerare, con approssimazione, come un condensatore C carico che accumula una energia di:

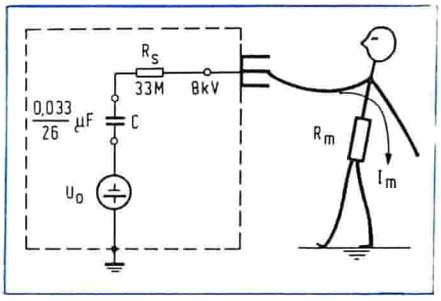


Fig. 13 - Circuito di protezione contro il contatto accidentale nel bio-ionizzatore.

$$W = \frac{V^2 C}{2} = \frac{(8 \cdot 10^3)^2 \cdot \frac{0{,}033 \cdot 10^{-6}}{26}}{2} \approx$$

$$\approx 40 \text{ mW}$$

Soltanto energie di carica nell'ordine di 10.000 mW sono pericolose per l'uomo. Per la limitazione della corrente transitoria di potenziale, in caso di corto circuito tra l'ago e terra, si trova nel bio-ionizzatore, fra la sorgente di alta tensione e l'ago, una resistenza di protezione Rs di 33 MΩ (fig. 13).

Al contatto diretto dell'ago il condensatore C si scarica completamente attraverso la resistenza di protezione nel tempo:

$$t = 5 \cdot \tau = 5 \cdot Rs \cdot C = 5 \cdot 33 \cdot 10^6 \cdot 1{,}26 \cdot 10^{-9} \approx 0{,}2 \text{ s}$$

Pertanto nel primo istante del contatto può scorrere una corrente massima di:

$$Imax = \frac{Vo}{Rs} = \frac{8 \cdot 10^3}{33 \cdot 10^6} = 0{,}24 \text{ mA}$$

Pertanto contemporaneamente la tensione del generatore sull'ago si interrompe in brevissimo tempo. Poiché la cascata dell'alta tensione si trova ancora nell'istante sotto rete, rimane nel generatore una tensione residua che attraverso il tratto di corto circuito uomo-terra (Rm = 0 Ω) fa scorrere una corrente Im = 0,1 mA che in sostanza viene determinata dalla resistenza di protezione Rs e dalla alta resistenza interna della cascata. Questa corrente è per l'uomo assolutamente innocua e solo in rari casi è rilevata come una spiacevole sensazione; essa rimane molto al disotto della corrente ammissibile secondo le norme VDE per gli apparecchi elettromedicali stimolanti (25 mA su 500 Ω).

Assicurate ai vostri reparti di produzione un continuo rifornimento di componenti.

SERVITEVI del REDIST

Reparto distribuzione componenti elettronici della G.B.C. italiana

Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo
Tel. 92 89 391 - 92 81 801 - Interni 129 - 159 - 180 - 217 - 232 - TELEX 3 60 28
Il REDIST della G.B.C. è stato creato espressamente per le vostre necessità.

CORSO SUI MICROPROCESSORI VI lezione

Interfacciamento di un sistema a microprocessore

Contenuto della lezione

In questa lezione viene trattato il problema del colloquio di un sistema a programma memorizzato col mondo esterno, cioè in pratica con questi dispositivi indicati con il nome di periferiche.
Saranno trattati i concetti fondamentali relativi alle varie metodologie adottabili per inviare o ricevere dati ed informazioni di stato.
La trattazione sarà successivamente specializzata con riferimento al microprocessore PACE.

a cura della T.P.A.

6-1 Tecniche di gestione input-output

La gestione I/O può essere effettuata in 3 modi:
1) Trasferimento dati controllato a programma
2) Interrupt
3) Accesso diretto in memoria o DMA

Ognuno dei metodi enunciati presuppone problemi hardware e software la cui valutazione è essenziale per individuare il metodo più efficiente per una data applicazione.

Generalmente si può verificare che una gestione I/O effettuata con poco hradware addizionale presuppone un maggior carico di software, inteso come maggior numero di istruzioni o maggior tempo di esecuzione da parte del programma (caso delle attese).

6-2 STRUTTUTA DEL BUS DI I/O

La trasmissione dati avviene in parallelo; stando nel campo dei microprocessori, i dati sono normalmente trasmessi in parallelo sul bus da 4 a 16 bit simultaneamente.

I bus possono essere:
1) Bidirezionali
2) Unidirezionali (Uno di input ed uno di output).

Nel caso 1 è necessaria una logica addizionale per ogni dispositivo, mentre il caso 2 richiede meno logica ma un maggior numero di interconnessioni.

Generalmente è necessario predisporre verso l'esterno una interfaccia di controllo delle linee di bus.

Fra le possibili configurazioni dei bus, esaminiamo le seguenti:
a) Linea unica
b) Party line

— *Linea unica*

Viene utilizzata questa configurazione nel caso in cui l'unità centrale debba servire un numero limitato di dispositivi.

Come da fig. 1, il bus della specifica periferica è selezionato tramite un processo di multiplexing.

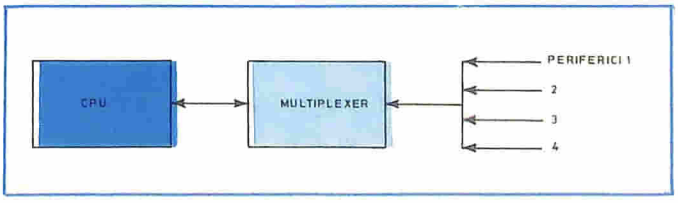


Fig. 1 - Collegamento a linea unica.

6-4-4 - Esempio di routine di gestione dello stack

```
1                                       · TITLE STKINT, SOFTWARE STACK
2                                       · LOCAL
3                                   ;
4                                   ;   STKINT MAINTAINS A SOFTWARE STACK BY EMPTYING AND FILLING
5                                   ;   THE HARDWARE STACK WHENEVER A STACK INTERRUPT OCCURS. IT
6                                   ;   REMOVERS OR REPLACES 4 WORDS AT A TIME TO MINIMIZE INTERRUPTS.
7                                   ;
8           0000                    R0          =           0           ;   REGISTER 0
9           0001                    R1          =           1           ;   REGISTER 1
10          0002                    P2          =           2           ;   REGISTER 2
11          0000                    STFL        =           0           ;   STACK FULL CONDITION
12          0001                    IENI        =           1           ;   STACK INT ENABLE FLAG
13          0000                                .ASECT
14          0002                                . = 2
15  0002    1400            T                   .WORD       STKINT
16          0000                                .TSECT
17          1400                                . = . + 01400
18                                  ;
19                                  ;   SAVE REGS AND DETERMINE WHETHER STACK FULL OR EMPTY.
20                                  ;
21  1400    D127            T       STKINT:     ST          R0,SSAV0    ;   SAVE REG 0
22  1401    D527            T                   ST          R1,SSAV1    ;   SAVE REG 1
23  1402    D927            T                   ST          R2,SSAV2    ;   SAVE REG 2
24  1403    6400            A                   PULL        R0          ;   FETCH RETURN ADDRESS
25  1404    D126            1                   ST          R0,SRETA    ;   SAVE
26  1405    5104            A                   LI          R1,4        ;   NUMBER OF WORDS TO PROCESS
27  1406    400D            \                   BOC         STEL,SFULL  ;   CHECK CONDITION
28                                  ;
29                                  ;   STACK EMPTY. RESTORE FOUR WORDS.
30                                  ;
31  1407    AD24            T       SEMP:       DSZ         SSPTR       ;   ADJUST STACK POINTER
32  1408    A123            T                   LD          R0,8SSPTR   ;   LOAD WORD
33  1409    6000            A                   PUSH        R0          ;   PUSH ONTO HARDWARE STACK
34  140A    79FF            A                   AISZ        R1,—1       ;   CHECK IF FINISHED
35  140B    19FB            T                   JMP         SEMP        ;   GET NEXT WORD
36                                  ;
37                                  ;   RESTORE REGISTERS AND RETURN FROM INTERRUPT
38                                  ;
39  140C    C11E            T       SREST:      LD          R0,SRETA    ;   FETCH RETURN ADDRESS
40  140D    6000            A                   PUSH        R0          ;   RESTORE INTO STACK
41  140E    C119            T                   LD          R0,SSAVA    ;   RESTORE REG 0
42  140F    C519            T                   LD          R1,SSAV1    ;   RESTORE REG 1
43  1410    C919            T                   LD          R2, SSAV2   ;   RESTORE REG 2
44  1411    3100            A                   PELG        IEN1        ;   CLEAR INTERRUPT
45  1412    3180            A                   SFLG        IEN1        ;   RE-ENABLE STACK INT
46  1413    7C00            A                   RTI                     ;   RETURN, SET INTERRUPT ENABLE
47
48
49                                  ;
50                                  ;   STACK FULL. FIRST SAVE TOP FIVE ELEMENTS OF STACK.
51  1414    C91D            T       ;
52  1415    7901            A       SFULL:      LD          R2,SADR     ;   ADDRESS TO STORE 5 ELEMENTS
53  1416    6400            A                   AISZ        R1,1        ;   MUST PROCESS FIVE ELEMENTS
54  1417    D200            A       SLP1:       PULL        R0          ;   FETCH WORD FROM STACK
55  1418    7A01            \                   ST          R0,(R2)     ;   STORE IN TEMPORARY LOCATION
56  1419    79FF            T                   AISZ        R2,1        ;   NEXT TEMPORARY LOCATION
57  141A    19FB            1                   AISZ        R1,—1       ;   CHECK IF FINISHED
58                                              JMP         SLP1        ;   GET NEXT WORD
59                                  ;
60                                  ;   NOW PUT BOTTOM FOUR WORDS ONTO SOFTWARE STACK
61  141B    5104            A       ;
62  141C    6400            A                   LI          R1,4        ;   NUMBER OF WORDS TO REMOVE
63  141D    B10E            T       SLP2:       PULL        R0          ;   FETCH WORD FROM STACK
64  141E    8D0D            T                   ST          R0,SSPTR    ;   STORE IN SOFTWARE STACK
65  141F    79FF            A                   ISZ         SSPTR       ;   INCREMENT STACK POINTER
66  1420    19FB                                AISZ        R1,—1       ;   CHECK IF FINISHED
67                                              JMP         SLP2        ;   GET NEXT WORD
68                                  ;
69                                  ;   FINALLY RESTORE TOP / WORDS TO BOTTOM OF STACK
70  1421    5105            A       ;
71  1422    7AFF            A                   LI          R1,5        ;   NUMBER OF WORDS TO RESTORE
72  1423    C200            A       SLP3:       AISZ        R2,—1       ;   RELOAD STACK IN REVERSE ORDER
73  1424    6000            A                   LD          R0,(R2)     ;   LOAD WORD
74  1425    79FF            A                   PUSH        R0          ;   PUSH ONTO HARDWARE STACK
75  1426    19FB            T                   AISZ        R1,—1       ;   CHECK IF FINISHED
76  1427    19E4            T                   JMP         SLP3        ;   GET NEXT WORD
77                                              JMP         SREST       ;   RESTORE REGS AND RETURN
78                                  ;
79                                  ;   STORAGE NEEDED
80          1429                    ;
81          142A                    SSAV0:      . = . + 1               ;   REGISTER 0
82          142B                    SSAV1:      . = . + 1               ;   REGISTER 1
83          142C                    SSAV2:      . = . + 1               ;   REGISTER 2
84  142C    1438            T       SSPTR:      . = . + 1               ;   RETURN ADDRESS
85          1432                    SSPTR:      .WORD       SEND+5      ;   ADDRESS OF SOFTWARE STACK
86  1432    142D            1       SSTAK:      . = . + 5               ;   TEMPORARY STORAGE FOR TOP 5 WORDS
87                                  SADR:       .WORD       SSTAK       ;   ADDRESS OF TOVE STORAGE
88          0000                    ;
                                    SEND:       .END

IENI        0001    A       R0      0000    A       R1      0001    A
R2          0002    A       STEL    0000    A       STKINT  1400    T
SADR        1432    T       SEMP    1407    T       SEND    1433    T
SFULL       1414    T       SLP1    1416    T       SLP2    141C    T
SLP3        1422    T       SREST   140C    T       SRETA   142B    T
SSAV0       1428    T       SSAV1   1429    T       SSAV2   142A    T
SSPTR       142C    T       SSTAK   142D    T
NO ERROR LINES
SOURCE CK. = 3940
```

Tempo di esecuzione delle istruzioni del PACE

Mnemonico	Significato	Tempo di esecuzione
Branch Instructions		
BOC	Branch On Condition	$5M+E_R+1M$ if branch
JMP a	Jump	$4M+E_R$
JMP a	Jump Indirect	$4M+2E_R$
JSR	Jump to Sobroutine	$5M+E_R$
JSR a	Jump to Subroutine Indirect	$5M+2E_R$
RTS	Return from Subroutine	$5M+E_R$
RTI	Return from Interrupt	$6M+E_R$
Skip Instructions		
SKNE	Skip if Not Equal	$5M+2E_R+1M$ if skip
SKG	Skip if Greater	$7M+2E_R+1M$ if skip
SKAZ	Skip if AND is Zero	$5M+2E_R+1M$ if skip
ISZ	Increment and Skip if Zero	$7M+2E_R+E_W+1M$ if skip
DSZ	Decrement and Skip if Zero	$7M+2E_R+E_W+1M$ if skip
AISZ	Add Immediate, Skip if Zero	$5M+E_R+1M$ if skip
Memory Data-Transfer Instructions		
LD	Load	$4M+2E_R$
LD a	Load Indirect	$5M+3E_R$
SD	Store	$4M+E_R+E_W$
ST a	Store Indirect	$4M+2E_R+E_W$
LSEX	Load with Sign Extended	$4M+2E_R$
Memory Data-Operate Instructions		
AND	AND	
OR	OR	$4M+2E_R$
ADD	Add	$4M+2E_R$
SUBB	Subtract with Borrow	$4M+2E_R$
DECA	Decimal Add	$7M+2E_R$
Register Data-Transfer Instructions		
LI	Load Immediate	$4M+E_R$
RCPY	Register Copy	$4M+E_R$
RXCH	Register Exchange	$6M+E_R$
XCHRS	Exchange Register and Stack	$6M+E_R$
CFR	Copy Flags into Register	$4M+E_R$
CRF	Copy Register into Flags	$4M+E_R$
PUSH	Push Register onto Stack	$4M+E_R$
PULL	Pull Stack into Register	$4M+E_R$
PUSHF	Push Flags onto Stack	$4M+E_R$
PULLF	Pull Stack into Flags	$4M+E_R$
Register Data-Operate Instructions		
RADD	Register Add	$4M+E_R$
RADC	Register Add with Carry	$4M+E_R$
RAND	Register AND	$4M+E_R$
RXOR	Register EXCLUSIVE OR	$4M+E_R$
CAI	Complement and Add Immediate	$5M+E_R$
Shift And Rotate Instructions		
SHL	Shift Left	$(5+3n)M+E_R$, n = 1—127; $6M+E_R$, n = 0
SHR	Shift Right	$(5+3n)M+E_R$, n = 1—127; $6M+E_R$, n = 0
ROL	RotateLeft	$(5+3n)M+E_R$, n = 1—127; $6M+E_R$, n = 0
ROR	Rotate Right	$(5+3n)M+E_R$, n = 1—127; $6M+E_R$, n = 0
Miscellaneous Instructions		
HALT	Halt	———
SFLG	Set Flag	$5M+E_R$
PFLG	Pulse Flag	$6M+E_R$

NOTES:

M = machine cycle time = 4 clock periods
n = number of shifts
E_R = Extend time for read cycle
E_W = Extend time for write cycle
Externale interrupt response time is $7M+E_R$ plus time to finish current instruction.

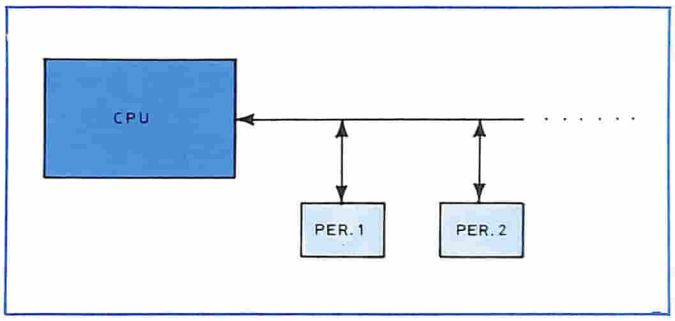


Fig. 2 - Collegamento party-line.

— *Party line*

La configurazione a party line è utilizzata nel caso in cui siano presenti più periferiche (fig. 2).

Tutti i dispositivi in grado di ricevere e trasmettere dati sono in collegamento con un data bus di I/O parallelo.

6-3 TRASFERIMENTO DATI CONTROLLATO A PROGRAMMA

Con questo metodo il software addizionale da inserire nel programma principale per testare lo stato di dispositivi periferici ed eventualmente iniziare un colloquio I/O è minimo. L'hardware addizionale può essere più o meno consistente a seconda del grado di sofisticazione richiesto o della particolare applicazione.

Il limite fondamentale è che è impossibile seguire in "tempo reale" l'evoluzione del mondo esterno, nel senso che non è la periferica che indica al microprocessore quando è pronta ad un colloquio I/O, ma è il microprocessore che testa i dispositivi ad esso collegati con una frequenza che dipende da come il software di test è inserito nel programma generale di gestione.

6-3-1 Caratteristiche del trasferimento dati controllato a programma

Come esempio prendiamo il collegamento di un lettore di schede con un microprocessore.

Il microprocessore sta svolgendo un certo programma e per necessità di elaborazione deve leggere quello che c'è sulle schede.

Il primo fattore da prendere in esame è la differenza di tempo di ciclo: il microprocessore ha un tempo di ciclo, poniamo di 10 microsecondi, mentre un lettore di schede, anche se veloce, scandisce le colonne della scheda con una velocità di 1 colonna, equivalente ad un carattere ogni millisecondo.

Sarebbe allora necessario sospendere l'elaborazione per ricevere 1 carattere ogni millisecondo quando se ne potrebbe ricevere 1 ogni 10 microsecondi con un rendimento dell'1/100.

Un semplice progetto potrebbe essere realizzato come segue: dalla parte delle periferica c'è un'unità di governo

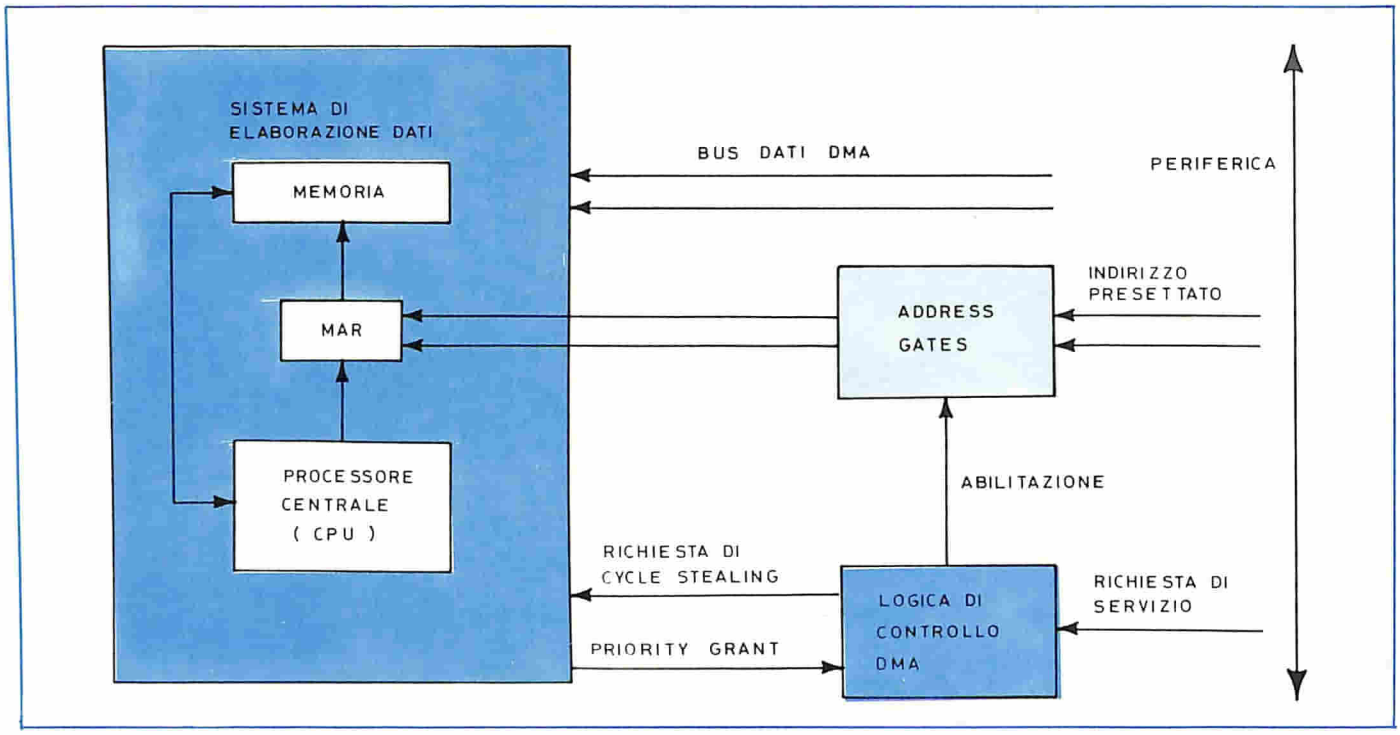


Fig. 3 - Schema semplificato di DMA.

della periferica che traduce i comandi del microprocessore in segnali comprensibili alla periferica.

Quindi il microprocessore non invierà tutti i comandi necessari alla periferica, ma solo un comando:
START LETTORE, che sarà una certa istruzione.

Poniamo che il microprocessore presenti verso l'esterno una interfaccia contenente un buffer, cioè un registro specializzato che conterrà i dati in arrivo dalla periferica, ed un flip-flop utilizzato come indicazione di stato che chiameremo FLAG.

All'arrivo dello "start lettore", le schede si muovono.

Le perforazioni della 1ª colonna producono dei segnali elettrici tramite i fotodiodi dopo 1 millisecondo.

Tali segnali sono inviati all'interfaccia del microprocessore su 8 fili, caricando così il buffer.

Quando il buffer è carico, il Flag è settato ad 1, indicando che è pronto 1 carattere: il microprocessore preleva il contenuto del buffer e lo pone in memoria.

Però se il microprocessore ha un tempo di ciclo di 10 microsecondi, si scende sequenzialmente lungo le istruzioni del programma alla velocità di 10 microsecondi.

Se l'istruzione dopo "START LETTORE" è:
PONI IL BUFFER IN MEMORIA
tale istruzione sarebbe eseguita su un buffer ancora vuoto, in quanto questo sarà caricato dopo 1 millisecondo.

Il microprocessore deve allora arrestarsi, il che può attuarsi in diversi modi.

Il metodo più semplice è ovviamente quello di inserire nel corpo del programma un numero di istruzioni di "No Operation" (tipo scambio di un registro con sé stesso) la cui durata complessiva di esecuzione sia pari al tempo di stallo del microprocessore:

Esempio:

```
start Lettore
NOP
NOP
.
.
.
NOP
PONI IL BUFFER IN MEMORIA
```

In questo modo però si spreca spazio di memoria per allocare la serie dei NOP necessari.

Il modo più efficiente per realizzare un nucleo di attesa è tramite l'istruzione di BOC, tipo:

```
BOC O, LOC  ; se (ACC) = O, passa a LOC
            ; altrimenti esegui l'istruzione successiva.
```

Nel nostro caso il nucleo di attesa è realizzabile nel modo seguente:

```
START LETTORE
LOOP: NOP
BOC FLAG = O, LOOP ; se il flag è = O, passa alla
                   ; successiva altrimenti torna a LOOP.
```

È chiaro che le istruzioni scritte sono puramente descrittive e non rispecchiano il linguaggio assembler del PACE.

Un tipico nucleo di attesa potrebbe essere il seguente:

```
JSR  WAIT  ; salta alla subroutine di attesa

WAIT: LD O,MASK      ; carica in ACO il valore
                       numerico indicato da
                       MASK
      AISZ O,1       ; incrementa di 1 il conte-
                       nuto di ACO e SKIP se
                       zero
      JMP WAIT + 1   ; ritorna all'istruzione pre-
                       cedente se il conteggio
                       non è finito
      RTS            ; ritorna dalla subroutine
MASK: WORD X?...       valore variabile a secon-
                       da dell'attesa voluta.
```

6-4 INTERRUPT

A differenza del trasferimento dati controllato a programma, in cui il microprocesore decide cosa fare in base al programma che sta eseguendo, l'interrupt determina la sospensione dell'esecuzione in atto ed impone al microprocessore di gestire la fonte di generazione dell'interrupt.

Quindi le procedure di interrupt abilitano a notificare al microprocessore che si sono verificate delle condizioni speciali che impongono l'abbandono delle procedure correnti e la massa in atto nel più breve tempo possibile, di procedure speciali concordemente alle condizioni esterne verificatesi.

In genere le operazioni di I/O non sono le sole ragioni per un interrupt, ma sono forse le più comuni; occorre poi tener presente che molti microprocessori posseggono speciali istruzioni di input output con riferimento alla gestione interrupt.

Dal punto di vista del dialogo con un microprocessor, i dispositivi periferici posseggono tre caratteristiche fondamentali di cui occorre tener conto nella gestione interrupt:

1) Le loro operazioni sono del tutto asincrone rispetto a quelle del microprocessore.
2) La rapidità di esecuzione delle operazioni è di molti ordini di grandezza inferiore a quella di un microprocessore.
3) Il format dei dati trattati è in genere differente da quello dei dati elaborati all'interno del microprocessore.

Gli Interrupt possono essere divisi in due categorie a seconda della loro provenienza:

1) Interrupt interni.

Sono segnali di interruzione generati all'interno del microprocessore in base all'evoluzione attuale del programma, posto che siano stati previsti collegamenti opportuni verso la linea di generazione dell'interrupt.

Cause di questi interrupt possono essere condizioni particolari di errore come overflow, indirizzo di memoria non valido oppure stack-full.

2) Interrupt esterni

In questa categoria sono compresi tutti i segnali di interrupt che provengono da dispositivi esterni al microprocessore.

6-4-1 Principi di gestione interrupt

Quando un dispositivo periferico vuol comunicare con il microprocessore, genera un segnale sulla linea di interrupt del microprocessore.

Questa linea è testata ciclicamente dal microprocessore non da programma, ma da microprogramma, nel senso che ad esempio nella fase di fetch di una istruzione si va a verificare lo stato della condizione di interrupt: se è presente una richiesta *non* si passa alla esecuzione dell'istruzione di cui è in atto il fecht, ma alla gestione interrupt.

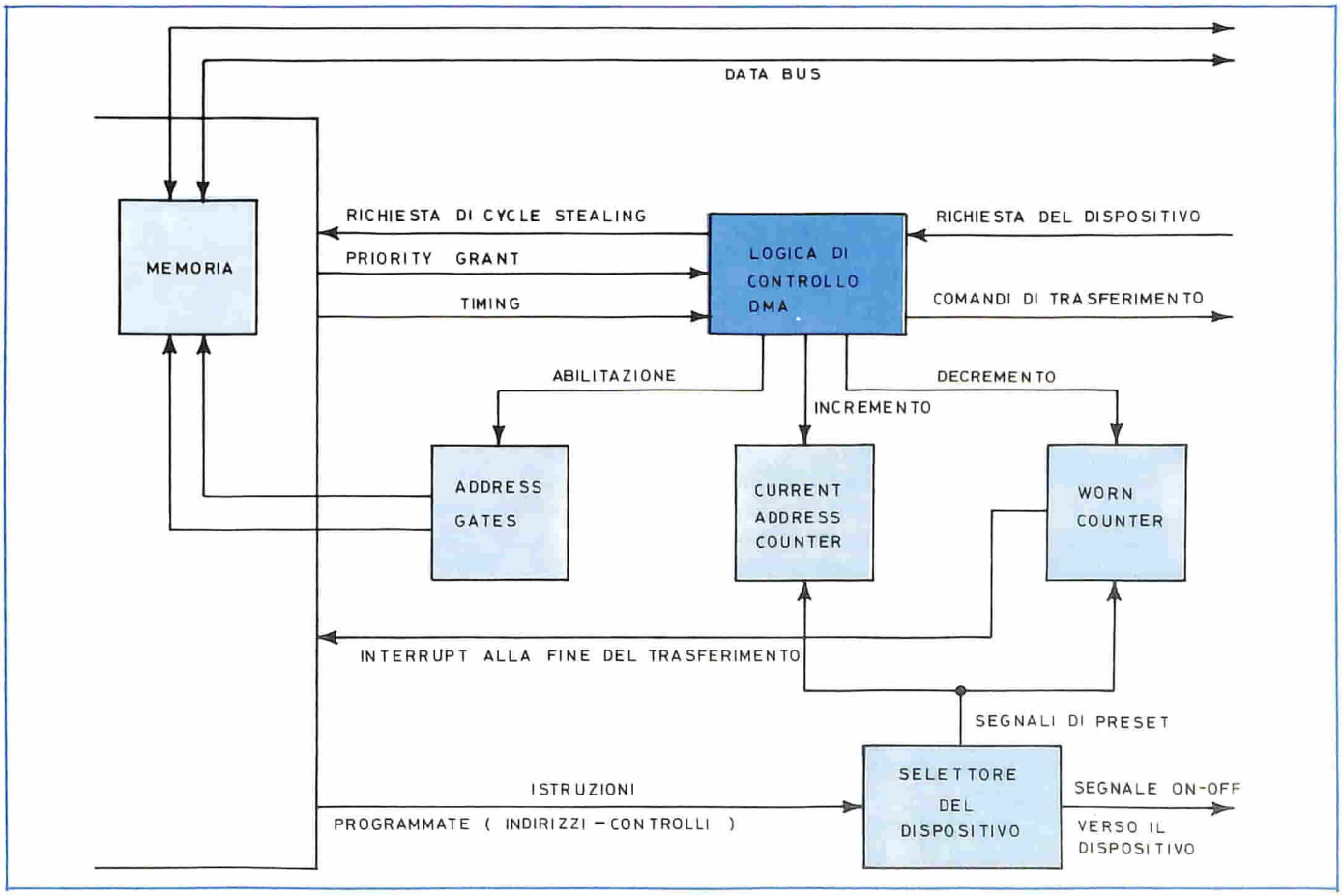


Fig. 4 - Logica di controllo per il DMA.

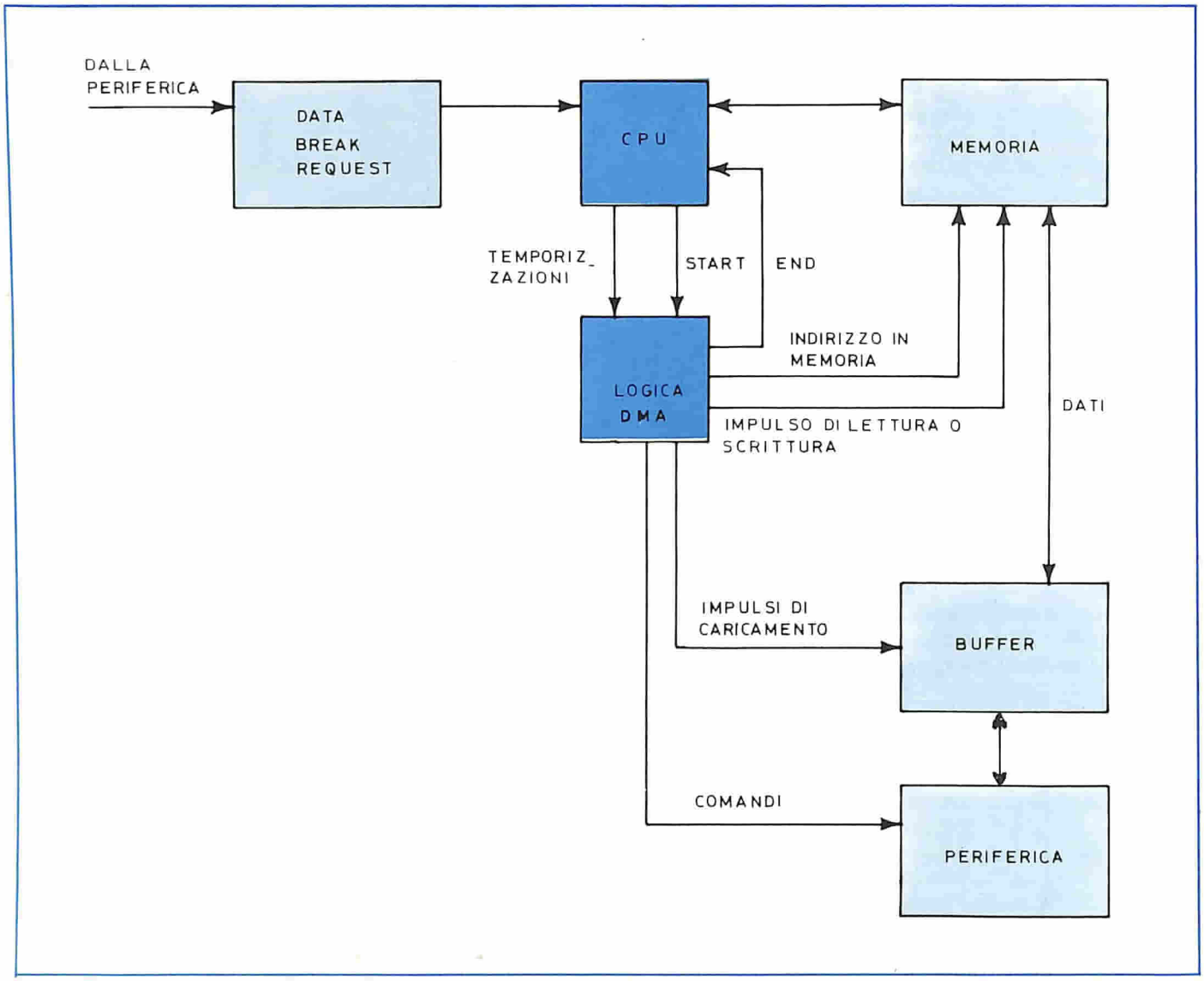


Fig. 5 - Schema a blocchi del sistema utilizzante DMA.

Questa procedura è attuata ad ogni fetch, quindi si può dire che praticamente ad ogni istante si è in grado di recepire un interrupt.

Si possono distinguere due sezioni di gestione interrupt, una automatica in cui il microprocessore predispone le condizioni per la successiva gestione, ed una definita di volta in volta dal programmatore in base alle particolari condizioni in cui deve lavorare il sistema soggetto ad interruzioni.

La gestione automatica può essere così schematizzata:

— Il valore attuale del Program Counter viene salvato nello stack; in tal modo non si perde l'informazione di dove si era nell'esecuzione del programma.
— Si disabilita la linea di interruzione per impedire l'arrivo di altri segnali di interruzione prima della fine gestione dell'interrupt in corso.
— Si forza nel Program Counter un valore definito da microprogramma, quindi non gestibile dal programmatore, ad esempio il valore I. Ciò vuol dire che la routine di gestione dell'interrupt partirà dalla locazione di memoria I.

Da questo punto in poi la gestione è affidata al software.

6-4-2 Gestione software dell'Interrupt

Nella locazione di memoria I ci sarà:

JMP INT

cioè salto alla routine di gestione interrupt che inizierà con la istruzione etichettata da INT.

Dalla locazione INT in poi avremo:

```
INT: inizio gestione interrupt
                .
                .
                .
                .
                .
                .
fine gestione interrupt
```

In generale possono esserci delle difficoltà di indirizzamento, nel senso che la locazione INT potrebbe trovarsi più lontana di 127 posizioni da JMP INT, per cui viene ad essere superata la dimensione del displacement associabile all'istruzione di JMP.

In questo caso è necessario un indirizzamento indiretto che può realizzarsi come segue:

locazione O = INTR: .WORD INT
locazione IO = JMP αINTR

Quindi in I è presente un salto indiretto all'indirizzo di memoria e che è il contenuto della locazione etichettata da INTR.

In INTR vi è l'indirizzo dell'effettivo inizio gestione interrupt.

La routine di gestione interrupt è costituita da 4 parti specializzate:

1) Salvataggio
2) Individuazione del dispositivo richiedente interrupt
3) Gestione del dispositivo specifico
4) Ripristino

Vediamo ora le caratteristiche delle 4 parti.

Salvataggio

Questa parte di routine deve salvare lo stato attuale della macchina in RAM, cioè deve porre in una zona a tal scopo definita i contenuti di tutti quei registri del microprocessore che sono anche utilizzati dalla gestione interrupt.

Quindi il concetto è che ci si arresta all'arrivo dell'interrupt, si mette da parte quello che si sta facendo e si mette a disposizione dell'interrupt tutta la capacità del microprocessore in termini di registri e stack.

Un esempio di salvataggio degli accumulatori è il seguente:

```
INT  JSR  SAVE  ; salto alla subroutine di salvataggio
                .
                .
                .
                .
                .
SAVE: ST  0,X'3
```

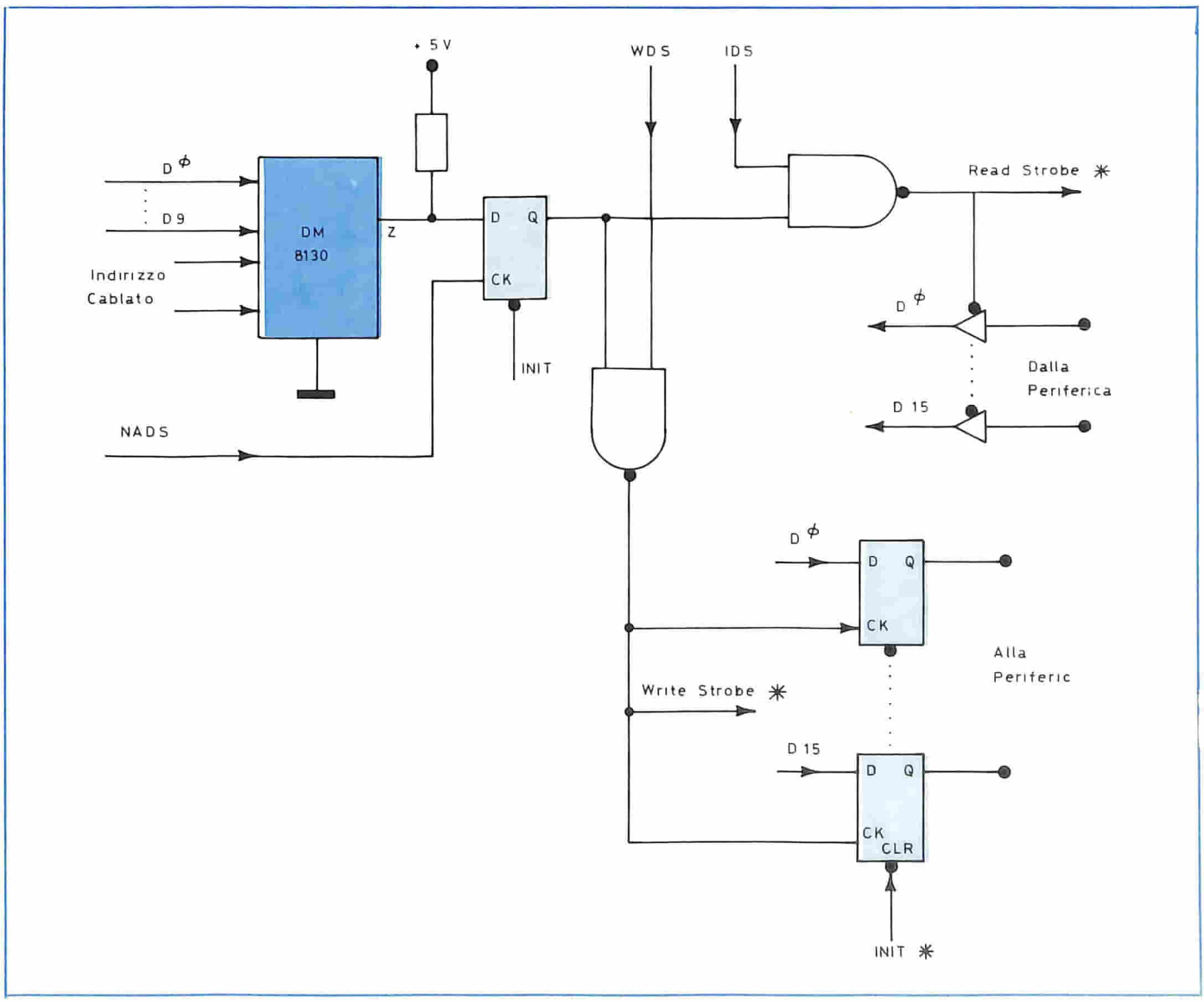


Fig. 6 - Interfaccia di I/O controllata a programma.

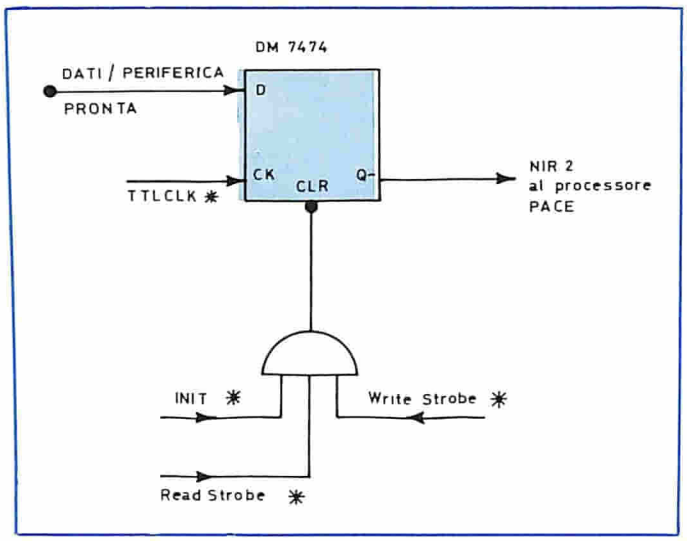


Fig. 7 - Richiesta di interruzione inviata al PACE.

```
ST  1,X'4
ST  2,X'5
ST  3,X'6
RTS
```

In questo caso si intendono salvare gli accumulatori nelle locazioni di pagina base 3, 4, 5 e 6.

La stessa operazione deve essere fatta per lo stack.

Individuazione

Questa parte del programma deve individuare tra tutti i dispositivi possibili quello che in quel momento ha richiesto una interruzione.

Il metodo più semplice è realizzare dei collegamenti per cui tutti i dispositivi pongano lo stato di un loro flip-flop di interrupt sulle linee di ingresso al microprocessore.

Con una istruzione di lettura si pone in ACO questa parola di stato dove il bit O contiene lo stato del FF di interrupt della periferica O, il bit I rappresenta il FF della periferica I e così via.

Da un test su questa Status Word si risale alla causa dell'interrupt.

Gestione

Questa parte di programma è il nucleo della gestione interrupt e si riferisce allo specifico dispositivo individuato.

Ripristino

Una volta esaurite le operazioni inerenti l'interrupt in atto, occorre uscire verso il programma precedentemente abbandonato. Ma per far questo occorre rimettere nei vari registri del microprocessore i contenuti precedenti l'arrivo dell'interrupt; quindi si accede alla zona di memoria in cui si erano salvati gli accumulatori e lo stack e si ripristina lo stato precedente della macchina, dopodiché si esce dall'interrupt.

6-4-3 Considerazioni sul fattore tempo

L'interrupt è il metodo fondamentale per utilizzare un microprocessore nel caso di produrre input-output differenti e spesso critiche in termini di tempo.

Di fatto si riesce a seguire in tempo reale l'evoluzione del mondo esterno.

Occorre in ogni caso tener presenti questi punti:

— Il tempo è quasi sempre un fattore relativamente al servizio di specifiche condizioni I/O.

— Deve essere valutato attentamente il tempo necessario al salvataggio ed al ripristino dei registri di lavoro per non appesantire la routine di gestione, al limite salvare solo quei registri che sono interessati dalla routine di gestione e non gli altri.

— Definire lo stato delle periferiche più importanti, che sono anche le più veloci, e poi lo stato delle meno importanti.
Se possibile implementare sistemi in cui sia possibile ad una periferica importante interrompere la gestione interrupt di una lenta.

— Valutare il carico software complessivamente necessarie nell'ambito del progetto software generale dell'apparecchiatura in questione.

6-5 ACCESSO DIRETTO IN MEMORIA (DMA)

Per DMA si intende la procedura tramite cui una periferica accede direttamente alla memoria senza passare per l'unità centrale che in tal caso è il microprocessore

Si possono così distinguere 2 linee di collegamento di una periferica alla memoria:

1) Linea veloce
2) Linea lenta.

6-5-1 Come avviene il DMA

L'attuarsi del DMA determina la sospensione del corrente ciclo della CPU alla fine della fase di esecuzione della corrente istruzione.

In genere si parla di "Cycle Stealing" nel senso il bus dati viene utilizzato da dispositivi diversi dalla CPU senza dover utilizzare i registri di lavoro della CPU, che, non essendo inquinanti dal DMA, permettono di non disturbare la normale sequenza del programma: al limite le due operazioni potrebbero avvenire in parallelo.

Nel caso più generale si fa uno stop nell'esecuzione del programma durante il DMA, cioè il programma salta un ciclo alla fine del corrente ciclo di memoria (senza quindi completare l'istruzione corrente) e poi riprende da dove aveva abbandonato; notare un fatto fondamentale: *non* occorrono salvataggi come nel caso dell'interrupt.

6-5-2 Logica di interfacciamento per il DMA

Questa parte della trattazione è svolta in modo generale, facendo riferimento all'impostazione che viene seguita nel caso di realizzazione di DMA per un generico sistema di elaborazione dati.

Tra una periferica ed il sistema di elaborazione è presente una interfaccia indicata col nome di controllore di canale.

Questa interfaccia deve essere in grado di eseguire le seguenti operazioni:

— Indirizzare le desiderate locazioni in memoria
— Sincronizzare il "Cycle Stealing" con le operazioni dell'unità centrale
— Iniziare il trasferimento su richiesta del dipositivo
— Rispettare le priorità nel caso siano presenti.

Con riferimento alla figura 3, avviene quanto segue:

a) La periferica, tramite la logica di controllo di servio di DMA, fornisce all'unità centrale una richiesta di servizio di DMA.
b) L'unità centrale risponde con un impulso di riconoscimento (Priority Grant). Questo segnale setta un flip-flop che permette il passaggio di un opportuno indirizzo di memoria nel registro indirizzatore di memoria (MAR) determinando il richiesto trasferimento dati.

In genere il trasferimento avviene per blocchi di numero fissato di parole; le parole occupano adiacenti locazioni di memoria.

Con riferimento alla figura 4, caratterizziamo le varie parti della logica di controllo del DMA.

Successivi indirizzi di memoria sono posti nel MAR da un contatore detto Current Address Counter.

Prima del trasferimento, che avviene con istruzioni programmate, si setta tale contatore al desiderato indirizzo iniziale.

Si pone in un secondo contatore il desiderato numero di parole (Block Lenght); questo contatore (Word Counter) conta in down per ogni parola trasferita fino ad arrivare a zero.

A questo punto il Word Counter arresta il dispositivo ed inibisce la richiesta di ulteriore DMA.

Nel caso in cui si voglia ridurre il carico di hardware, occorre svolgere alcune parti delle operazioni da software.

Allora si può attendere il completamento dell'istruzione in corso, poi abilitare l'unità centrale ad inviare alla logica di canale delle istruzioni di input-output.

Occorre tener presente che la logica di canale deve essere indirizzabile come ogni altra periferica.

Le istruzioni inviate sono del tipo:

— Indirizzo iniziale in memoria

— Lunghezza del blocco

— Istruzione di start

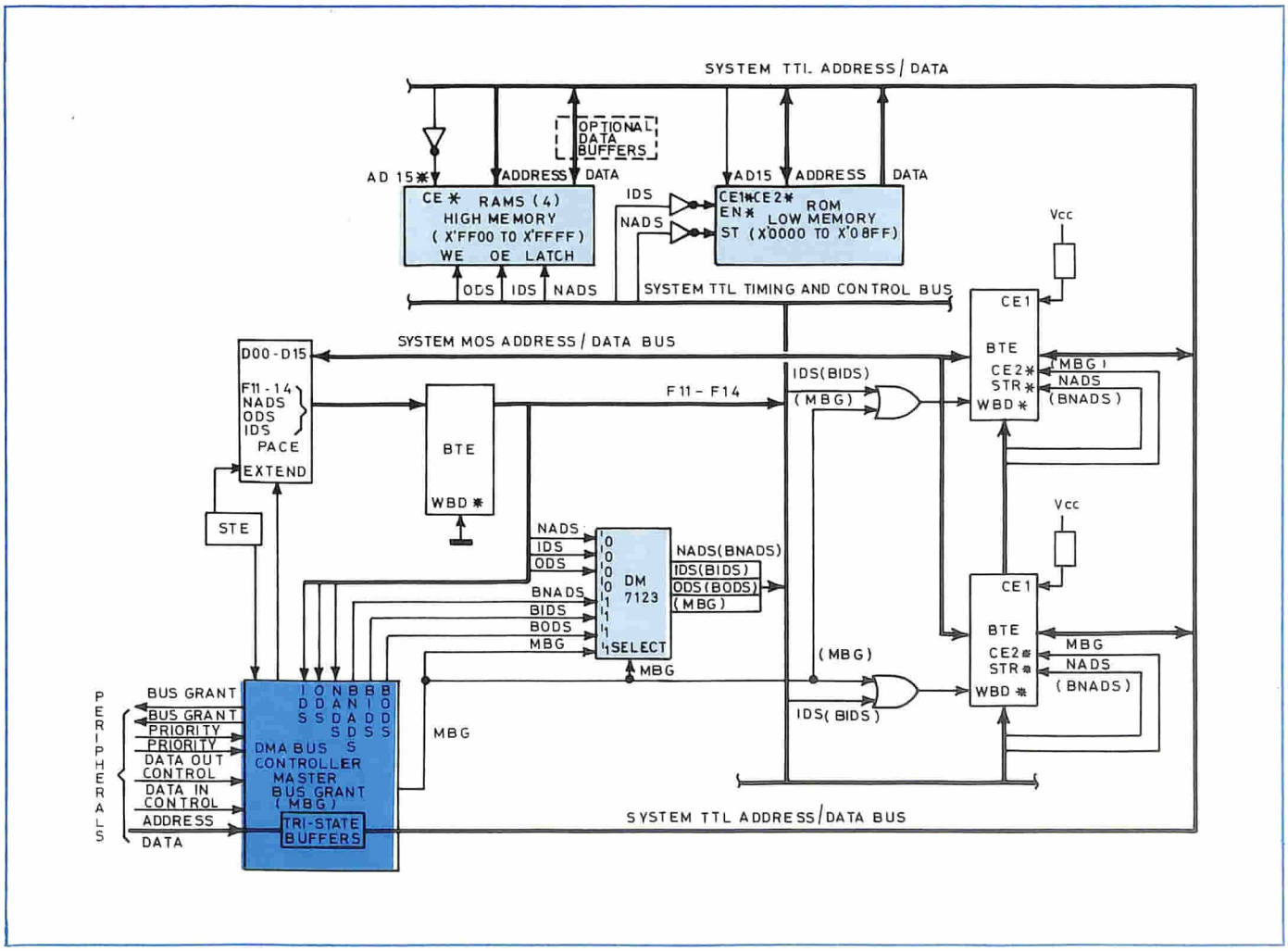


Fig. 8 - Implementazione di un sistema DMA.

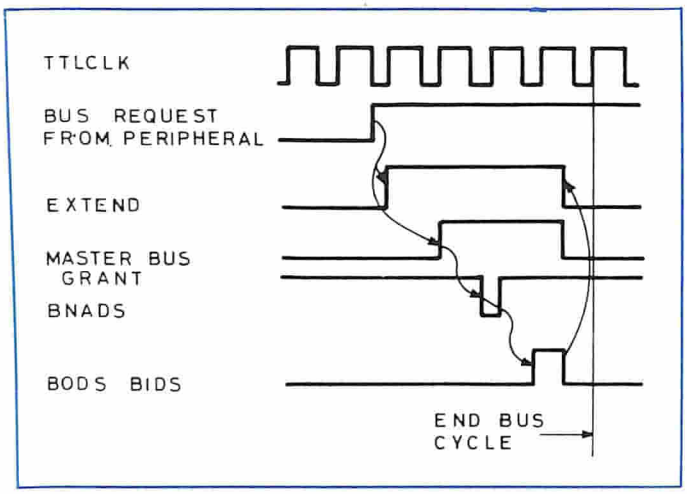


Fig. 9 - Timing richiesti per il DMA.

Alla fine del trasferimento. è generato un segnale di fine trasmissione da parte della logica di canale, che permette di tornare alle condizioni iniziali.

In ogni caso durante la trasmissione il collegamento è diretto tra periferica e memoria, col tramite della logica DMA ed il processore è inattivo.

Nella successiva figura 5 è indicato uno schema semplificato per il DMA.

6-6 TRASFERIMENTO DATI CONTROLLATO A PROGRAMMA ED INTERRUPT NEI PACE

Per quanto riguarda questo tipo di colloquio tra un'unità centrale (in questo caso il microprocessore PACE) ed una periferica, si può innanzitutto dire che è quello che richiede una minima quantità di dispositivi.

In ogni caso, negli esempi che seguiranno, verranno utilizzati componenti MSI, in modo da mostrare tutti i dettagli.

Per questo tipo di interfacciamento, infatti, è sufficiente utilizzare i componenti ILE/8 o ILE/16 esattamente come mostrato nella lezione IV.

Come si può vedere dalla fig. 6, il processore PACE può indirizzare la periferica (linee Dϕ ÷ D15 in presenza del segnale NADS) e quindi leggere da essa un dato (IDS presente) od inviarle una informazione (WDS presente).

Se vi sono più periferiche collegate alla stessa CPU, avranno ciascuna un codice cablato diverso.

Per quanto riguarda i timing relativi alla fig. 6, è utile riferirsi ai diagrammi 3 e 4 della III lezione.

Si può comunque vedere da questo schema che la ipotetica periferica connessa a questo tipo di interfaccia non può in alcun caso imporre al processore di gestirla (per esempio avvisando la CPU di avere un dato pronto).

Per poter fare tutto ciò, la periferica deve poter generare una richiesta di interruzione.

Questa richiesta di interruzione verrà quindi inviata, ad esempio, ad uno degli ingressi NIR2 ÷ NIR5 del processore PACE.

I componenti necessari per realizzare tutto ciò sono mostrati in fig. 7.

Quando la periferica vuole essere servita (perché desidera un comando, oppure perché ha un dato pronto che la CPU può leggere) essa dovrà generare un impulso sulla linea DATI PRONTI.

Questo segnale farà commutare il flip-flop che memorizza la richiesta di servizio, generando una richiesta di interruzione per il processore.

Nell'esempio proposto, la richiesta di interruzione è la NIR2.

Quando il processore servirà la periferica che ha richiesto l'interruzione, dovrà innanzitutto leggere (o scrivere) dei dati da o verso la periferica.

I segnali stessi di strobe di lettura e di scrittura dei dati azzerano automaticamente la richiesta di interruzione.

Se in un punto qualunque del programma l'utilizzazione desidera disabilitare la possibilità della periferica di richiedere l'interruzione, è sufficiente porre bassa la linea di interrupt enable, in questo caso la linea IEN2 (vedi fig. 1 della IV lezione).

6-7 REALIZZAZIONE DI UN SISTEMA DI ACCESSO DIRETTO IN MEMORIA

Il processore PACE permette le realizzazioni di un sistema che abbia la possibilità di accedere direttamente in memoria (DMA). La fig. 8 mostra come sia possibile realizzarla praticamente.

Il sistema è composto essenzialmente dalla CPU PACE, da tre BTE (Bidirectional Transceiver Element) che realizzano la bufferizzazione completa di tutte le linee di dati e di un controllo, un STE (System Timing Element), da una memoria ROM e RAM.

La logica di controllo per il DMA (DMA Bus Controller) riceve dal sistema i segnali IDS, ODS, NADS ed il NCLK.

Essa inoltre dovrà generare il segnale di Extend (che realizza la sospensione dell'attività del precessore) e dei propri segnali di controllo BIDS, BODS, BNADS e MBG (Master Bus Grant).

La fig. 9 mostra il diagramma dei tempi relativi ai segnali di controllo generati dalla logica di controllo di DMA.

Se si ha, da parte di una eventuale periferica, una richiesta di accesso al bus dati/indirizzi, la logica di controllo testa la presenza di ODS o IDS.

Se questi due segnali non sono presenti, la logica di controllo testa l'assenza anche di NADS e genera Extend.

Se non si ha presenza neppure dello strobe degli indirizzi NADS, significa che il processore non sta sicuramente operando con la memoria.

Viene quindi generato il segnale Master Bus Grant (MBG), che disabilita i driver della CPU che accedono al bus dati/indirizzi.

A questo punto, la logica di controllo di DMA ha sospeso l'attività del precessore e, grazie a MBG, può a sua volta inviare dati, indirizzi e segnali di controllo alla memoria.

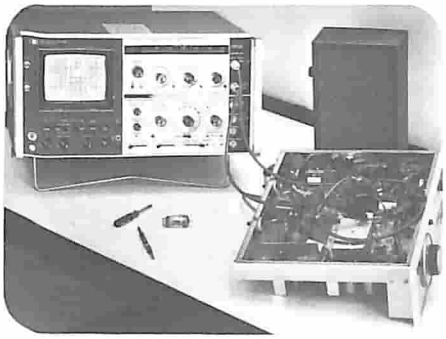
Verrà quindi inviato alla memoria l'indirizzo della cella in cui si vuol leggere o scrivere ed il segnale di controllo BNADS. Successivamente, la logica di controllo genera una operazione di lettura (mediante BIDS) o di scrittura (mediante BODS).

UN SOLO ANALIZZATORE PER TUTTO LO SPETTRO

da 20 Hz a 40 GHz

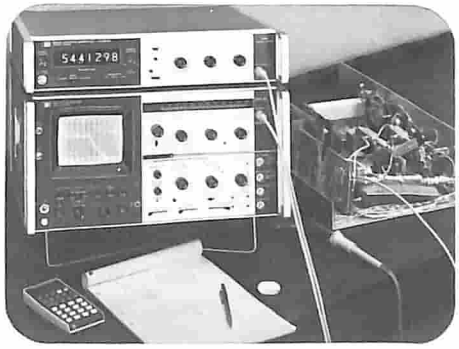
Questo è lo spettro che analizza l'HP 140. Con precisione e convenienza.

Con l'HP 140 puoi selezionare la visualizzazione normale o a persistenza variabile e scegliere il modulo IF ad alta risoluzione oppure quello economico. Poi scegli pure la tua gamma di frequenza: ti basta semplicemente inserire tra i moduli di sintonia intercambiabili, quello più appropriato.



Da 20 Hz a 300 KHz

Per questa gamma c'è il modulo di sintonia 8556A. Ha un generatore tracking incorporato. E' calibrato per misure su sistemi sia a 50 che a 600 ohm con precisione superiore a ± 1 dB.

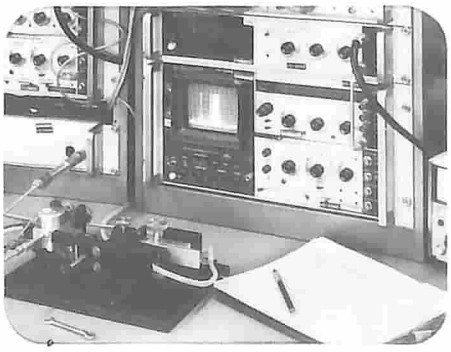


Da 1 KHz a 110 MHz

Per questa gamma c'è il modulo 8553B, sensibilità 140 dBm. Misura i segnali con precisione ± 1,25 dB. Ha un contatore/generatore tracking incorporato per misure di frequenza vobulate e conteggi di precisione.

Da 100 KHz a 1250 MHz

Per questa gamma c'è il modulo 8554B, precisione ± 1,75 dB. Ha un generatore tracking incorporato (da 500 KHz a 1300 MHz) che funziona anche col modulo di sintonia 8555A.



Da 10 MHz a 40 GHz

Per questa gamma c'è il modulo 8555A che copre direttamente fino a 18 GHz e col suo mixer copre la restante gamma 18-40 GHz. La risoluzione massima è 100 Hz. La precisione è ± 1,75 dB fino a 6 GHz, ± 2,75 dB fino a 18 GHz. Con il preselettore automatico ottieni ampie scansioni senza alcuna risposta indesiderata.

Qualunque sia la gamma su cui lavori, la cosa che ti interessa di più sono risposte affidabili. Gli analizzatori di spettro HP ti danno misure accurate entro vasti campi dinamici, esenti da distorsione. Sono semplici da usare perchè le chiare indicazioni sul pannello frontale riducono al minimo la possibilità d'errore.

Ma non è tutto.

Richiedi ulteriori informazioni alla Hewlett-Packard Italiana S.p.A., Marcom Dept., Casella Postale n. 3645, 20100 Milano.

HEWLETT hp PACKARD

Assistenza di 172 centri di servizio e vendita in 65 paesi nel mondo.

Per ulteriori informazioni indicare il **RIF. B 1** sulla cartolina

Lineari di potenza SGS-ATES
ovvero
la solitudine del leader

La nostra solitudine, insieme alla nostra leadership hanno origini per così dire antiche: sono nate proprio con i lineari di potenza.

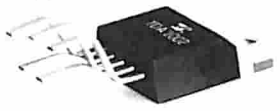
Infatti fin dall'inizio abbiamo fatto tutto da soli, e abbiamo anche indicato la via agli altri, cosicchè oggi parlare di lineari di potenza significa parlare della SGS-ATES. In tutti i sensi, dall'esperienza all'avanzamento tecnologico, dalla completezza della gamma al know-how di produzione.

Nel 1968 mettevamo sul mercato il primo amplificatore audio, il TAA 611 da 2W, e da allora abbiamo continuato a progredire arrivando sempre primi ad ogni appuntamento. Nel '70 abbiamo raggiunto per primi i 5 W con il TBA 641 e il TBA 800. Nel '72 il primo circuito con protezione termica, il TBA 810 S da 7W. Nel '73 il primo amplificatore che raggiungeva il traguardo dei 10W, con protezione totale, il TCA 940. Nel '74 il primo vero Hi-Fi, il TDA 2020, da 20W con 1% di distorsione.

Infine, sviluppando ed estendendo queste tecnologie è stato possibile realizzare il primo canale-suono completo per TV, il primo sistema monolitico di deflessione verticale, la prima coppia integrata di Darlington complementari.

Ed ora un nuovo successo

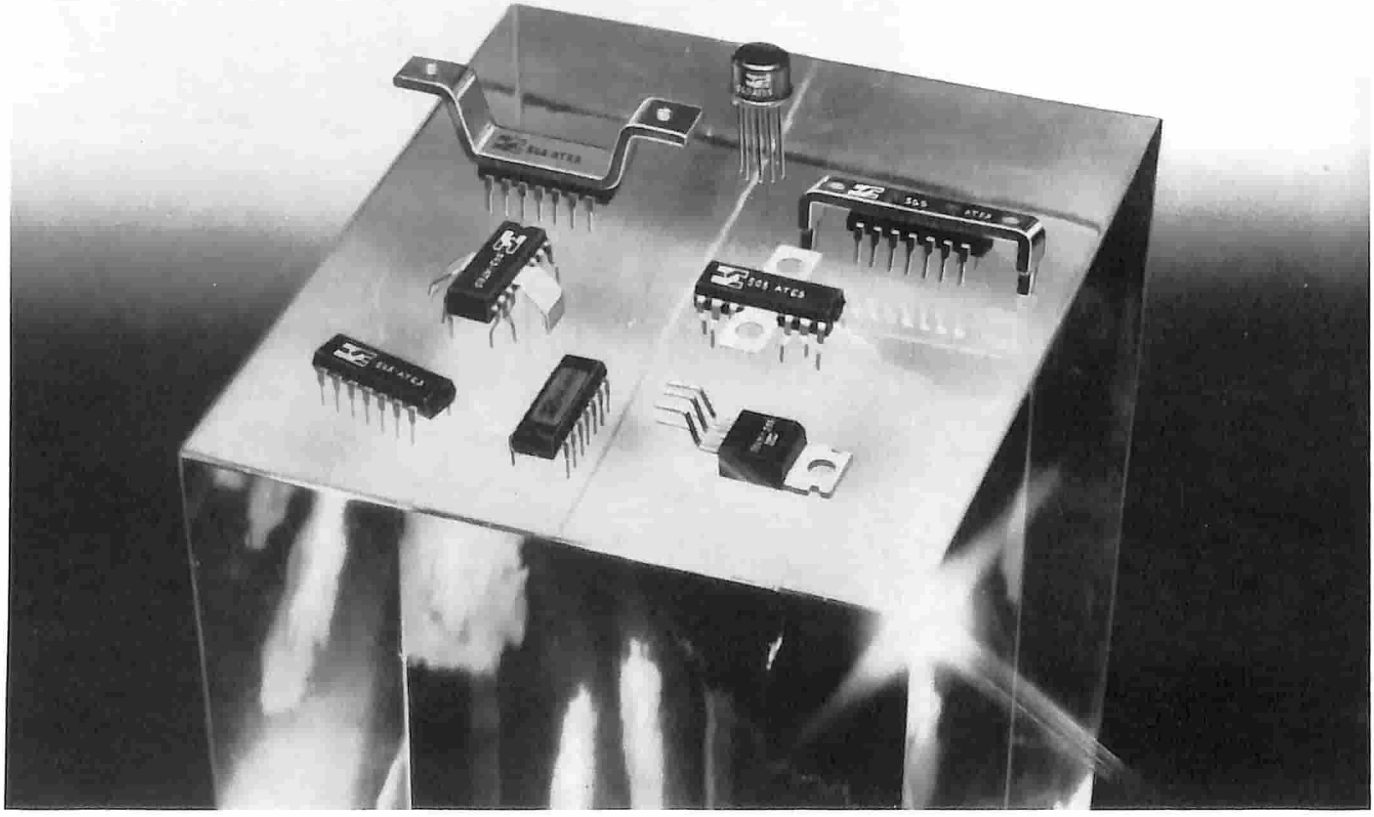
Il TDA 2002: il più robusto e compatto amplificatore audio che raccoglie in sè il meglio delle esperienze di progettazione sia in materia di chip che di package. È realizzato in Pentawatt® ed è protettissimo: ai sovraccarichi termici, ai corto-circuiti, alle sovratensioni istantanee e continue. Dà 8W su 2Ω con 14,4 V.



Ideale per l'autoradio, consente un risparmio del 50% sui componenti esterni e ancora superiore sullo spazio.

Ecco perchè

SGS-ATES COMPONENTI ELETTRONICI S p A



La conferenza ginevrina sulle onde lunghe e medie

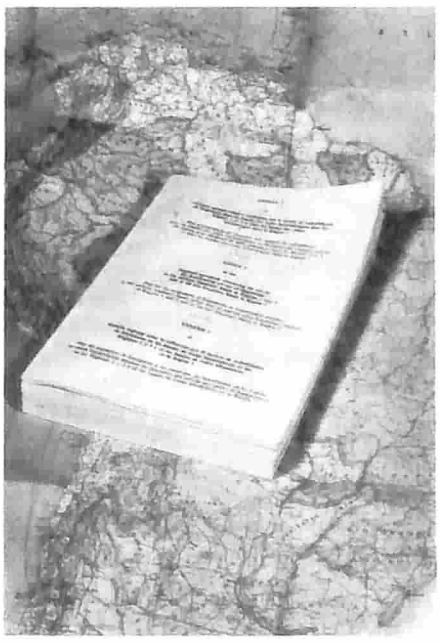
Recentemente a Ginevra la "Conferenza Amministrativa Regionale per le onde lunghe e medie nelle regioni 1 e 3" è terminata con la sottoscrizione di un nuovo piano sulle lunghezze d'onda per onde medie e lunghe nonché del protocollo conclusivo della conferenza sulle lunghezze d'onda. 112 Paesi di Europa, Africa, Asia e Australia avevano lavorato intensamente per 6 settimane e come risultato hanno presentato il nuovo piano delle lunghezze d'onda comprendente 266 pagine.
Esso entrerà in vigore il 23 novembre 1978 alle ore 0.01 tempo di Greenwich e varrà per 11 anni. Entro il 1989 verrà poi convocata una nuova riunione sulle lunghezze d'onda.

a cura di A. Baldera

Allorché nell'ottobre 1974 terminò il primo periodo di sedute della conferenza ginevrina sulle lunghezze d'onda, la maggior parte dei partecipanti era molto scettica sulla conclusione positiva della riunione. Ci si era sì accordati sui parametri tecnici, che dovevano rappresentare la base per un nuovo piano delle lunghezze d'onda, ma non si vedeva alcuna possibilità di distribuire soddisfacemente le previste richieste di lunghezze d'onda fra i 120 canali della banda delle onde medie e i 15 canali delle onde lunghe. Per molti europei occidentali era difficile accettare il compromesso sulla larghezza di banda unitaria di 9 kHz come concessione ai Paesi della regione 3 (Asia e Australia) che fino ad allora impiegavano la larghezza di banda di 10 kHz. Le nuove realizzazioni tecniche vennero rifiutate dai Paesi in via di sviluppo perché troppo costose.

Nell'estate 1975 presso la IFRB (Ufficio Internazionale di Registrazione delle Frequenze, Ginevra) giacevano oltre 10.000 notifiche provenienti dai Paesi partecipanti delle due Regioni UIT 1 e 3 (Europa/Africa e Asia/Australia). Altre 1000 vennero inoltrate prima dell'inizio del secondo periodo di sedute. I pessimisti sembrava avessero ragione, tuttavia le cose sono andate diversamente. Dopo che il centro tecnico dell'UER di Bruxelles aveva analizzato la situazione delle onde medie in Europa con l'ausilio di calcolatori ed elaborato alternative, il 5 ottobre 1975 iniziò a Ginevra una fase di conferenze totalmente positiva.

I calcoli dell'intensità nominale di campo di tutti i trasmettittori notificati in Europa e gli studi di prova del IFRB contrassegnarono le prime settimane di questo periodo di sedute. In un primo momento sembrò che nessun Paese fosse disposto a rinunciare alle richieste di lunghezze d'onda in parte eccessive. Per esempio la DDR aveva notificato 57 lunghezze d'onda (al posto delle 29 avute fino a quel momento) e l'Arabia Saudita 30 emittenti da 1000 kW ciascuna; l'India richiedeva 800 emittenti in onde medie (finora 100). La delegazione della Repubblica Federale Tedesca sotto la direzione del dirigente ministeriale Kupper (Poste Tedesche)



sperava nello status quo, cioè nel mantenimento delle sue 88 emittenti su 45 frequenze. Effettivamente durante le trattative si verificò la crisi prevista. Vi furono giorni in cui le singole delegazioni si chiedevano se potevano effettivamente continuare a lavorare. Il Neozelandese Derek C. Rose, presidente della riunione, riuscì però sempre a comporre i conflitti e a far dialogare tra loro le singole delegazioni. Poco prima della chiusura della conferenza questi potè comunicare ai giornalisti che quella era stata la "conferenza più fattiva" della sua vita e aggiunse: alla Conferenza hanno parlato tra loro dei Paesi che normalmente non avrebbero niente da dirsi.

ACCORDO DI COMPROMESSO IN TRATTATIVE BILATERALI

In base a colloqui a due, a tre e a quattro in margine alla Conferenza si è giunti infine ad un accordo. Purtroppo informazioni false e speculazioni della stampa spesso hanno disturbato le trattative, comunque si è sempre riusciti a ottenere soluzioni accettabili e a trovare compromessi sotto forma di affievolimenti, riduzioni di potenza dopo il tramonto e cambi di frequenze. La Repubblica Federale Tedesca e la Repubblica Democratica Tedesca si sono accordate dopo tenaci trattative trovando una soluzione reciprocamente accettabile, che evita le interferenze.

Alcuni Paesi si sono decisi a effettuare un cambio di frequenza al momento del cambiamento delle condizioni di diffusione delle onde medie dopo il sopraggiungere dell'oscurità. Come esempi si possono citare la Repubblica Federale Tedesca e la Svizzera.

Il trasmettitore di Langenberg (WDR) in futuro durante il giorno (nel periodo dalle 8 alle 17) utilizzerà due lunghezze d'onda: 720 e 972 kHz (quest'ultima in funzionamento sulla frequenza comune con Amburgo, Bonn e Kleve), potenze giornaliere: 200 kW e 800 kW. Dopo le ore 17.00 (fino alle ore 8.00 del mattino) viene utilizzata la frequenza di 1593 kHz con una potenza di emissione di 800 kW. Gli altri due trasmettitori in tal caso sono disinseriti.

NUOVE VIE IN SVIZZERA

Ancora più interessante può essere l'esempio svizzero, perché in quel Paese sono adottati nuovi procedimenti tecnici e vengono sperimentate nuove forme di programma.

Dopo il fallimento delle trattative con l'Algeria, che fa funzionare una forte emittente sulla frequenza dell'emittente nazionale di Beromünster (530 kHz) e che non era disposta ad accettare compromessi di nessun genere con gli Svizzeri, le delegazioni della Svizzera e della DDR si sono accordate sullo sfruttamento di questa frequenza. Durante il giorno i trasmettitori di Beromünster e Lipsia possono trasmettere su di essa senza interferenze reciproche. Alle ore 18.00 l'emittente svizzera si disinserisce e lascia la frequenza alla DDR e all'Algeria. In compenso a partire dalle ore 17 lavorerà la seconda emittente della Svizzera di lingua tedesca a Sarnen (300 kW di potenza, frequenza 1566 kHz).

Questo trasmettitore, esistente dal 1971, lavora già dalla sua messa in funzione con cosiddette antenne a radiazione ripida ("emettitore Springbrunnen"), cioè esso concentra l'irradiazione verticalmente in direzione della ionosfera e raggiunge quindi un raggio di alimentazione costante di circa 300-350 km. Inoltre viene adottata la cosiddetta polarizzazione circolare, un procedimento tecnicamente nuovo, per evitare perdite nella ionosfera e per ridurre le distorsioni (fading selettivo). Poiché in futuro la sera saranno a disposizione degli Svizzeri solo due emettitori in onde medie con grandi portate e scarse interferenze (Sottens, 765 kHz, e Sarnen, 1566 kHz), la direzione dei programmi della radio svizzera intende adattare anche il programma in onde medie alle caratteristiche fisiche di questa gamma d'onde. Si pensa ad un programma nazionale comune (in tre lingue) con rappresentazione culturale all'interno e all'estero nonché con funzioni di assistenza per gli automobilisti e i turisti, ecc.

QUASI NESSUN CONFRONTO POLITICO

I risultati della Conferenza sono riassunti in un documento di circa 400 pagine (il contratto vero e proprio con il piano delle lunghezze d'onda comprende 266 pagine, alle quali si aggiungono integrazioni e il protocollo conclusivo, vedi foto).

Tutte le delegazioni presenti, provenienti da 112 Paesi delle due Regioni UIT, hanno sottoscritto gli accordi e il protocollo conclusivo, una gran parte di esse anche altri protocolli e risoluzioni. Nella storia delle Conferenze sulle lunghezze d'onda è stata praticamente l'unica volta che non ci siano stati rifiuti a firmare e che si siano avute solo 30 riserve e quasi altrettante controriserve.

Questa riunione era concepita come Conferenza Amministrativa e non come Conferenza Governativa. Pertanto probabilmente proprio per questo si è avuto questo elevato numero di approvazioni e si è registrata la mancanza di confronti politici di qualche rilievo. Sicuramente ci sono stati contrasti, per esempio in merito alla questione della distribuzione delle lunghezze d'onda in territori arabi occupati da Israele, nella zona di confine indocinese e dell'Unione Sovietica con la Cina e per il Sahara Spagnolo e per Cipro.

Vi è stata inoltre una risoluzione che invitava la Conferenza ad ignorare qualsiasi richiesta di lunghezze d'onda del Sud Africa e della Rhodesia. Ma l'atteso grande conflitto non c'è stato. La rappresentanza di Berlino Ovest da parte della delegazione della Repubblica Federale Tedesca è stata riconosciuta dagli Stati del blocco Orientale facendo accenno all'Accordo dei Quattro; l'Unione Sovietica e altri Stati socialisti si sono simostrati pronti al compromesso anche sulle questioni dell'impiego di antenne direzionali e di angoli di affievolimento in determinate direzioni.

ESAMI SSB RACCOMANDATI

Un importante accordo tecnico è stato approvato in una risoluzione (E) su richiesta della Repubblica Federale Tedesca. In base a tale richiesta il CCIR viene invitato ad effettuare studi su sistemi di modulazione che risparmino frequenze (in particolare ESB). I PAesi che finora effettuano già esperimenti con la modulazione a una sola banda laterale vengono espressamente incoraggiati

a proseguire le esperimentazioni . presupposto che così facendo essi non disturbino altre stazioni funzionanti col tradizionale procedimento di modulazione. In poche parole ciò significa: una prosecuzione indisturbata delle esperimentazioni con ESB nella Repubblica Federale Tedesca. Forse la prossima Conferenza sulle lunghezze d'onda deciderà altri passi (eventuale concessione di frequenze per la radio ESB).

Attualmente non vi è ancora un procedimento a banda laterale unica compatibile, pertanto questa risoluzione è stata l'unica adottabile, in considerazione dei Paesi in via di sviluppo che per ragioni di costi non potevano e non volevano ammettere esperimenti tecnici.

PIÙ ANTENNE DIRETTIVE, PIÙ ASSEGNAZIONI DI FREQUENZE

Considerando il nuovo piano delle lunghezze d'onda, che entrerà in vigore il 23 novembre 1978 alle ore 0.01 dell'Europa Centrale, nelle dettagliate tabelle approntate dai calcolatori colpisce che vengano fatte indicazioni molto precise sulle antenne direzionali. Per esempio il piano delle lunghezze d'onda stabilisce angoli di affievolimento, l'azimut delle massime e minime intensità di un campo (in dB) e la conduttività del suolo. Il maggior uso di antenne direzionali è uno dei risultati più importanti di quest'ultima fase di riunioni.

Inoltre per la prima volta in un piano delle lunghezze d'onde sono divenute necessarie esatte indicazioni sulla durata dello sfruttamento di singole frequenze da parte di determinate emittenti, perché molte stazioni vogliono modificare le loro frequenze, i loro diagrammi direzionali o le loro potenze dopo il tramonto per evitare disturbi reciproci con emettitori funzionanti sullo stesso canale. Anche i Paesi in via di svluppo si è maggiormente disposti a non rifuggire dagli investimenti per nuove antenne direzionali, per evitare conflitti con i Paesi confinanti. D'altro canto in considerazione delle'elevato numero delle occupazioni di canali singoli, non è possibile un accordo diverso dell'affievolimento reciproco in direzione delle emittenti funzionanti sullo stesso canale o su canali adiacenti. Si può sperare che l'elevato numero di antenne direzionali che verranno impiegate in futuro non resti lettera morta.

Il numero di 11.000 richieste di frequenza nel corso della conferenza — nonostante i molti colloqui bilaterali e multilaterali — non è diminuito di molto. Si è però riusciti a far sì che gran parte delle richieste potesse essere dirottata nelle onde internazionali (LPC = Low Power Channel). Su richiesta dei Paesi asiatici ed africani il numero di queste LPC dovrà essere portato da due (attualmente) a sei. La Conferenza infine si è accordata su tre LPC, e precisamente nei canali 107, 118 e 120 (1485, 1584 e 1602 kHz). In tal modo due delle frequenze d'onda spaziale più favorevoli della Repubblica Federale, che funzionano sugli ultimi due canali, hanno dovuto ricorrere ad altre frequenze. L'emettitore WDR di Langenberg a partire dal 1978 dovrà funzionare sul canale adiacente 1593 kHz, il trasmettitore di Münschen-Ismaning (BR) passerà da 1602 a 909 kHz. La potenza dei LPC è stata limitata a massimo 1 kW. Ogni singolo canale LPC in futuro sarà occupato con poco meno di 1000 trasmettitori. Complessivamente si tratta di 2535 emittenti. Sul primo LPC (107) funzioneranno per esempio 970 piccole emittenti, di cui 26 nella Repubblica Federale Tedesca.

Tutti gli altri canali sono stati occupati con 60 trasmettitori in media. Si è così riusciti a soddisfare quasi tutte le richieste di frequenza dei Paesi interessati. La maggior parte delle nuove richieste di lunghezze d'onda non toccheranno noi in Europa perché provengono da Paesi come India (800 anziché 100 trasmittenti) o dalla Repubblica Popolare Cinese.

ULTERIORI AUMENTI DI POTENZA

La futura situazione europea sulle onde medie varierà di poco rispetto all'attuale. Durante il giorno vi saranno piccoli miglioramenti nella ricezione, ma anche in futuro col sopraggiungere delle tenebre continuerà il "caos delle onde". In alcuni casi, cioè in caso di ricezione di alcune frequenze concesse a Copenhagen come "onde esclusive", come per esempio Milano, Vaticano, Lussemburgo, Bruxelles, ecc., si avranno addirittura maggiori interferenze dovute a potentissimi trasmettitori nell'area del Mediterraneo e nella zona della Penisola Araba.

Quantunque CCIR, UER e altre istituzioni tecniche raccomandino di non aumentare ulteriormente le potenze di trasmissione perché il guadagno in caso di raddoppiamento della potenza è solo di un quarto delle portate e inoltre a causa di effetti perturbatori, come la modulazione incrociata ionosferica, si otterrebbe solo un aumento del "caos", prosegue la tendenza a ulteriori aumenti delle potenze. Qui nell'Europa Centrale in futuro non saranno una rarità trasmettitori da 1000 kW. La DDR dopo l'entrata in vigore del nuovo piano delle lunghezze d'onda costruisce un trasmettitore in onde medie (a Neubrandenburg) con una potenza diurna di 2000 kW (!).

D'altro canto nella gamma delle onde medie permarranno, o addirittura in parte verranno allestite ex novo, piccole e piccolissime emittenti (da 0,05 a 2 kW). Ciò è in contrasto con gli sforzi decennali dei tecnici di dare nuove funzioni alle onde medie grazie alle loro caratteristiche tecnico-fisiche e di garantire a ogni Paese una piena erogazione locale esclusivamente tramite onde ultracorte qualitativamente migliori e più economiche. Per esempio sia la BRD che la DDR mettono in funzione un gran numero di nuove piccole emittenti per la diffusione locale. Queste stazioni in futuro funzioneranno nella gamma LPC e avranno potenze fra 0,1 e1 kW. Anche altri Paesi, per esempio l'Austria, contrariamente a tutte le aspettative, in futuro non rinunceranno alla diffusione locale in onde medie con emittenti da 50 a 100 W. Non si vorrebbe "fare una rinuncia in anticipo" (delegato della BRD) e si dovrebbe ottenere la piena diffusione sulle onde medie "in considerazione dei molti ascoltatori di età avanzata, che ascoltano solo le onde medie" (delegato britannico).

IN FUTURO CAOS ANCHE SULLE ONDE LUNGHE?

Le onde lunghe a questa Conferenza hanno guadagnato in importanza. Molte delegazioni provenienti

dai Paesi che finora non hanno in funzione una emittente in onde lunghe, hanno mostrato un maggior interesse allo sfruttamento futuro di questa gamma d'onde. Poiché la gamma delle onde lunghe 151...285 kHz attualmente può essere utilizzata solo per la radio nella zona radio europea — in altre regioni l'intera gamma delle onde lunghe è riservata ad altri servizi radio (per esempio servizio radio-marittimo, ecc.) — è stata adottata una risoluzione nella quale la Conferenza amministrativa internazionale che si occupa dei problemi delle radio, convocata per il 1979, dovrebbe deliberare su una ripartizione delle onde lunghe e dare la possibilità di sfruttare questa gamma per la radio anche ai Paesi della regione 3.

Nella zona europea a partire dal 1978, grazie al piano delle lunghezze d'onda potranno continuare a funzionare legalmente sulle onde lunghe tutte le emittenti esistenti, comprese le stazioni commerciali attorno alla Francia (Lussemburgo, Monte Carlo, Europa 1). Si aggiungeranno nuove stazioni nei Paesi che nel 1948 a Copenhagen avevano perso le loro frequenze nelle onde lunghe (Italia, Olanda) o che fino ad ora avevano rinunciato alle onde lunghe (per esempio Egitto). La radio tedesca potrà funzionare con emissione direttiva sulla frequenza di 115 kHz.

RIASSUNTO E VALUTAZIONE

Il piano delle lunghezze d'onda discusso contiene complessivamente le assegnazioni per 10.248 emittenti con una potenza finale totale di 500.000 kW. Finora nella gamma delle onde medie e delle onde lunghe delle due Regioni interessate alla Conferenza funzionano 4400 emittenti con una potenza di trasmissione di 150.000 kW. La Repubblica Federale Tedesca, al posto delle 88 emittenti che aveva finora, in futuro farà funzionare 100 emittenti. Il numero delle frequenze utilizzate comunque regredirà da 45 a 33. Vi saranno più reti sincronizzate. La AFN al posto delle 24 emittenti attuali farà funzionare in futuro 50 emittenti su frequenza comune.

All'atto della sottoscrizione il 22 novembre 1975 si è dimostrato che "tutti erano soddisfatti" (Derek C. Rose), infatti con molti sforzi era stato elaborato un piano che aveva potuto essere accettato da tutti i partecipanti. L'UER e molti esperti tecnici non condividono la soddisfazione generale perché non è stata raggiunta una soluzione tecnicamente avanzata, che elimini radicalmente il caos esistente.

Tuttavia se si parte dal fatto che il piano delle lunghezze d'onda discusso ha impedito un totale collasso della diffusione sulle onde medie e ha inoltre aperto la possibilità — anche per il futuro dopo la Conferenza — di eliminare nel corso di colloqui bilaterali i conflitti ancora esistenti fra le stazioni radio funzionanti nello stesso canale o in canali adiacenti, si può effettivamente parlare di un successo di questa riunione. Anche gli ottimisti non si potevano aspettare qualcosa di diverso.

quando si esige minuteria di classe...

❶ Spina a banana miniatura
RA 86

❷ Terminale a forcella
RF 07

❸ Presa volante coassiale Ø 9,5 per antenna. Serie con fissaggio del cavo a vite.
RZ 21

❹ Spina a banana con manicotto in gomma.
RA 30

❺ Coppia di puntali rosso-nero con impugnature in bachelite.
SA 01

❻ Morsetto serrafilo isolato. Portata: 25 A.
RG 09

❼ Morsetto serrafilo isolato. Portata: 6 A.
RG 03

❽ Coccodrillo isolato, contatti in ottone nichelato.
RE 07

❾ Presa coassiale tipo RCA per circuito stampato.
RZ 58

❿ Presa coassiale per antenna, Ø 9,5. Serie con fissaggio a vite sul pannello.
RZ 28

zehnder

Distribuita dalla G.B.C. Italiana S.p.A.
V.le Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B.

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. B 3** sulla cartolina

FLYING SAUCERS
Reversible accelerators [11]

Veicoli spaziali basati sul principio che in essi si ricreano gli stessi movimenti dei pianeti.

*del Prof. Alberto Basso-Ricci**

11 INTERAZIONI DEI CAMPI ROTAZIONALI

Si può considerare l'universo che si regge in equilibrio non per un'attrazione che esisterebbe tra corpi fermi, come Newton vorrebbe, ma che si regge in equilibrio dinamico per un'attrazione dovuta alle forze che si suscitano negli astri in quanto sono in movimento traslatorio e rotanti attorno al loro asse polare [17].

Gli astri rotanti in movimento possono essere considerati come dei rotori che determinano un capo reattivo di attrazione e repulsione. Sull'asse di questi rotori, posti a confronto nello spazio, si originerebbe una forza di spinta.

Secondo l'ipotesi delle interazioni rotazionali (che costituisce in parte l'assunto del presente lavoro) è possibile concepire come l'interpretazione del campo di gravità possa legarsi strettamente ad un campo di velocità [2].

Gli effetti giroscopici rivelerebbero l'insorgere di una nuova forza di spinta non di carattere newtoniano.

Nelle apparecchiature giroscopiche esistono vincoli dovuti ai punti di trasmissione del moto, pertanto la nuova spinta non acquista evidenza.

Allorché però si abbia un massa rotante (rotazione procurata da mezzi interni con motori propri) attorno al suo asse baricentrico con velocità angolare ωx che contemporaneamente trasli in movimento secondo una data traiettoria curva con velocità tangenziale Vy, [18] in modo da modificare la naturale precessione giroscopica, sull'asse baricentrico stesso si origina una nuova spinta F di carattere non newtoniano, forza finora non utilizzata.

Ciò costituisce un sistema indipendente non soggetto a vincoli fissi di punti di trasmissione del moto che invece esistono nelle applicazioni giroscopiche.

L'insorgere della nuova forza farebbe concludere che la massa non rimarrebbe più costante; le sue stesse condizioni cinetiche di moto ciclico portano ad una variazione del valore della massa stessa.

Non è illogico affrontare l'ipotesi che, allorché in veicoli spaziali si possono realizzare condizioni cinetiche di moto rototraslatorio, come descritte, (in modo da liberarsi da apporti esterni di organi motori vicarianti) si suscita un incremento di forza di spinta che permette loro di navigare nello spazio secondo rotte coordinate.

Questi veicoli spaziali navigherebbero nello spazio come pianetoidi e il loro funzionamento si basa sul principio che in essi si ricreano gli stessi movimenti dei pianeti.

In conclusione se, secondo le leggi finora note della meccanica celeste, l'asse e l'orbita di un pianeta possono essere comunque inclinati, secondo la tesi delle interazioni rotazionali l'asse e l'orbita di un pianeta devono invece mantenere quella loro precisa inclinazione e non un'altra, perché è solo così che il pianeta può interagire nei riguardi del Sole o di altri corpi vicini ed occupare nello spazio il posto esclusivo che gli compete.

Gli esperimenti che seguono nelle figure, sono compiuti nel piano inerziale terrestre, essi sono dipendenti da 14 principali movimenti:

- Rivoluzione attorno al Sole, con periodo 365 giorni, 6, ore, 9 minuti, 9^s,54.
- Rotazione della Terra attorno all'asse polare, con periodo 23 ore, 56 minuti, 4^s,09.
- Traslazione con il sistema solare diretto verso la stella Vega della Lira, alla velocità di 19 km/s.
- Rotazione intorno al centro di gravità del sistema Terra-Luna, con un periodo 27 giorni, 74 ore, 43 m.

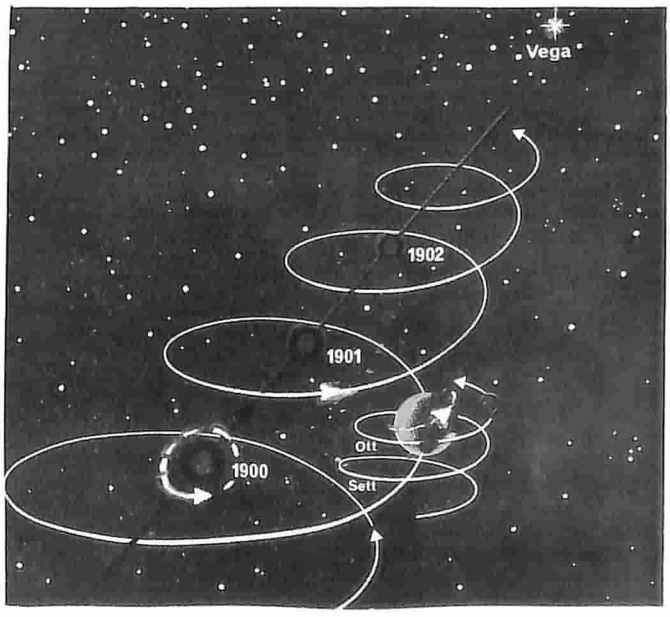


Fig. 1 - Entro la Galassia la Terra, seguendo il Sole, compie un percorso a spirale irregolare schiacciata che si avvolge attorno all'ellisse tracciata dal Sole. La Luna continua a filare una spirale non regolare attorno alla Terra, spirale che in pratica si risolve in una linea sinuosa [1]. *Terra e Luna come due giganteschi veicoli ruotano in continuazione le loro "facce" rispetto al Sole. La figura mostra come entrambi i pianeti per "volare" devono spostarsi rototraslatoriamente nello spazio pena l'annullamento del fenomeno; essi dunque «non volano a punto fisso». Le frecce indicano i versi di rotazione attorno ai loro assi del Sole, della Terra, della Luna.*

* dell'Istituto Statale "L. Settembrini" - Milano

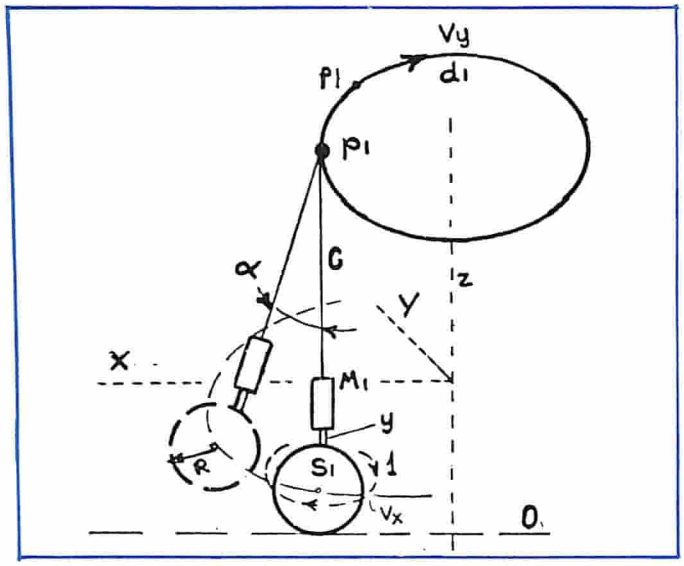


Fig. 2 - La sfera S_1 è portata in rotazione dal perno rotante costituito dal rotore y del motore M_1. La sfera ruota con verso orario (freccia 1). Il motore M_1 è tenuto sospeso dalla corda flessibile C in p_1. Imprimendo al punto p_1 un movimento di rivoluzione (traiettoria d_1, la freccia indica il verso) il motore M_1 e la sfera S_1 presentano diverse aree maestre rispetto all'asse z. Dalla rivoluzione della sfera attorno all'asse z, rivoluzione giacente nel piano x, y nasce la sola forza centrifuga perpendicolare a tale piano, nessun effetto antigravitazionale si verifica, come invece si evidenzia in fig. 3.

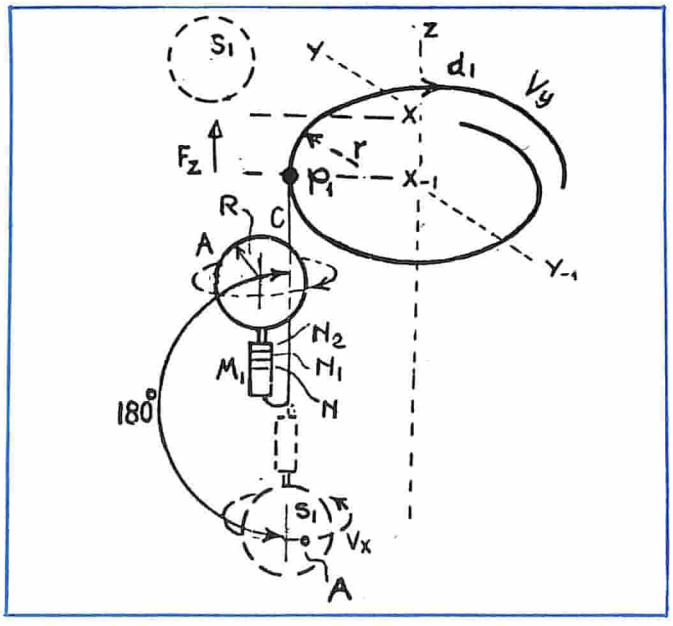


Fig. 3 - Come in fig. 2, ma si inverte il senso di rotazione dei punti A della sfera (verso antiorario). La traiettoria d_1 ha un andamento spiraliforme (verso del moto orario). La sfera S_1 inverte il suo asse polare di rotazione e si alza nello spazio. L'intensita della forza Fz positiva con cui la sfera S_1 si oppone all'attrazione terrestre si evidenzia altresì traslando il sistema dal piano X_{-1}; Y_{-1} al piano X, Y. Liberando con un radio-comando la sfera dal punto di vincolo del moto N (ciò succede quando un impulso radio viene trasmesso da un trasmettitore al microradioricevitore alloggiato in N_1), il comando elettromagnetico N_2 libera nello spazio la sfera. Se lo sganciamento della sfera S_1 si verifica in un istante in cui si perturba la traslazione di "rivoluzione" Vy della sfera, la stessa vola verso l'alto finché perdurano in essa i moti rotorivoluenti. Praticamente essa sfugge verso l'alto secondo la tangente spegnendosi quasi subito il moto traslatorio spiraliforme Vy. Successivamente la sfera cade a terra.

- Traslazione col sistema siderale (facente parte il Sole) diretto verso la costellazione del Capricorno, alla velocità di 400 km/s.
- Mutazione solare con un periodo di 6 mesi.
- Mutazione lunare, con un periodo di 18, 66 anni.
- Spostamento dei poli, con un periodo di 480 giorni.
- "Precessione degli equinozi", con variazioni di 50", 36 all'anno.
- Deviazione della direttrice apsidale, 11", 7 all'anno.
- Deviazione dell'eclittica, 0", 47,6 all'anno.
- Variazione dell'eccentricità dell'orbita, con un periodo di circa 41.000 anni.
- Deviazione del centro di gravità solare,attorno al quale ruota la Terra.
- Irregolarità del movimento di traslazione (non sufficientemente precisata) dovuta all'attrazione mutabile dei pianeti.

Si riducono questi movimenti e quelli più ampi dentro la nostra galassia, a funzione di movimenti ciclici quindi riducibili a movimenti giroscopici. Prima di passare alla descrizione degli esperimenti compiuti nel sistema inerziale terrestre valgono a meglio chiarire i concetti e le considerazioni che seguono.

Nella dinamica del moto rotatorio si dimostra l'equilibrio dei corpi rotanti senza che sia necessario ipotizzare nuove teorie. Si scopre però che se con mezzi qualsiasi si disturba il moto naturale di precessione del giroscopio, rispettando la composizione dei moti, il giroscopio abbandona la primitiva traiettoria nello spazio per rotorivoluire in un'altra cella spaziale. Il giro, in quanto per virtù propria si solleva verso l'alto, diciamo che verifica l'effetto antigravitazionale (cap. 4). Tale esperimento è "spiegabile" anche con la dinamica del moto rotatorio.

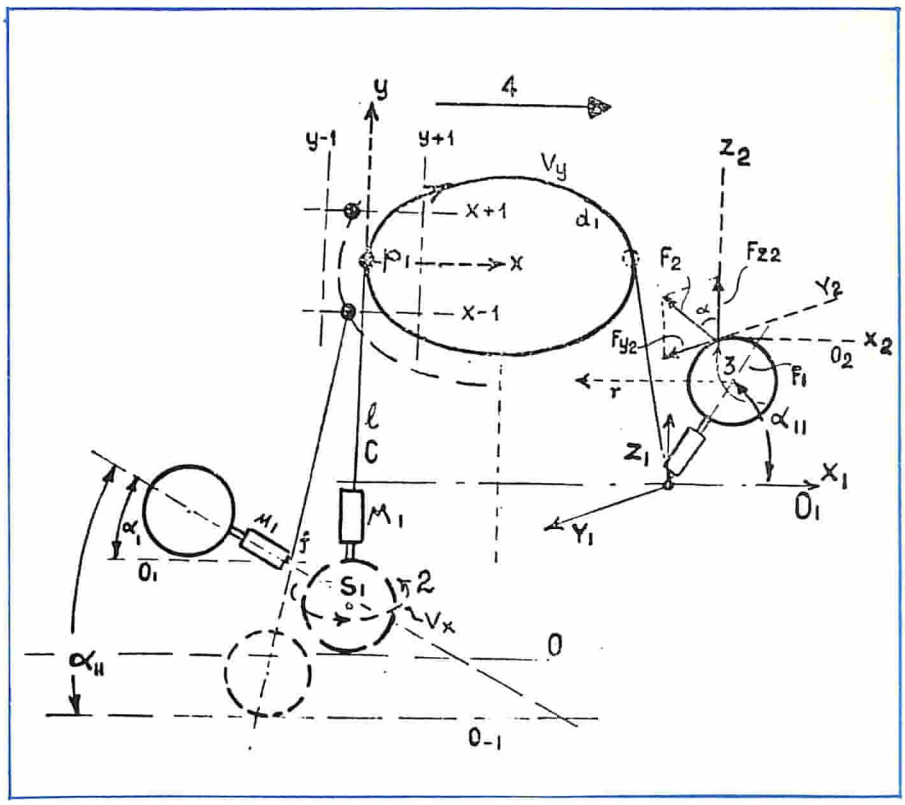
Se i mezzi che imprimono i movimenti rototraslatori del giro sono realizzati nel suo interno, ossia non impressi da organi vicarianti esterni, e si perturba con mezzi qualsiasi la sua orbita naturale di precessione, il giro (veicolo) si porta a rotorivoluire in altre plaghe dello spazio. In sintesi ciò riassume il veicolo. Il fatto caratteristico della composizione delle rotazioni ha suggerito come ipotizzabile la teoria delle "interazioni rotazionali" [2] [15].

Con esse «si verrebbe» a distruggere la legge del «rapporto di massa». Pur considerando che la Terra ruota ed è animata da un movimento composto risultante dai succitati movimenti traslatori e che il movimento del giro è pur esso rototraslatorio, "converrebbe qui negare" tale considerazione, poichè diversamente si arriverebbe a suffragare principi diversi come quello che l'attrazione dei corpi è altresì conseguenza della loro rototraslazione nello spazio (velocità effettiva $\omega_x r$ dei punti costituenti il corpo materiale attorno all'asse principale e velocità di traslazione V_y del corpo nello spazio).

Con il solo strumento della dinamica classica del moto rotatorio si può dunque arrivare alle medesime conclusioni ossia dimostrare il principio di funzionamento degli organi propulsori dei nuovi veicoli spaziali. Allo scopo si premetteranno alcuni concetti fondamentali della dinamica del moto rotatorio.

Volendo, per ottenere un diverso allineamento matematico, può rimanere valida una diversa accettazione nella quale possono introdursi opportuni operatori ma-

Fig. 4 - Si realizza l'esperimento con gli stessi elementi delle figure precedenti si imprimono quindi alle traiettorie rispettivamente a quella di rivoluzione sull'orbita d_1 *con velocità Vy il senso orario e a quella di rotazione della sfera* S_1 *attorno al suo asse polare verticale il verso antiorario. Variando sia il numero dei giri del motore* M_1 *che la velocità di traslazione di* p_1 *sull'orbita elissoidale* d_1*, la sfera si alza nello spazio secondo angoli diversi. La forza ascensionale F è minore rispetto a quella che si otteneva nel caso di fig. 3, ma il sistema è piu stabile per lo studio analitico e fotografico di tale forza che si sviluppa quando intervengono effetti giroscopici che potremmo chiamare «effetti giroscopici sovrapposti».*



tematici che possono essere stabiliti nei riguardi ad esempio di determinate costanti fisiche note.

2| PRECESSIONE E MOMENTO TORCENTE SECONDO LA DINAMICA DEL MOTO ROTATORIO

Il moto continuo di precessione negli effetti giroscopici succede secondo un asse istantaneo continuamente variabile e la sua velocità angolare Ω è data dal momento torcente T diviso per ωI (velocità angolare della ruota per il suo momento di inerzia) [3].

$$\Omega = \frac{T}{\omega I}$$

La trattazione si complica allorché si passa a considerare il semplice caso di una trottola ruotante e traslata nello spazio con moto sinuoso secondo i tre assi coordinati x; y; z, le precessioni e i momenti angolari sono allora continuamente variabili.

Ma già nella semplice precessione la dinamica del moto rotatorio pone delle semplificazioni supponendo che la velocità angolare ω attorno all'asse della trottola sia forte rispetto al moto di precessione. In altre parole sulla natura del movimento di precessione tutt'al più si arriva a concludere che esso risulta dalla somma vettoriale delle due principali velocità che animano il sistema. Secondo la meccanica classica non agevolmente si può estendere tale considerazione alla traslazione del moto spiraliforme di un "giro" rotante. È bene ricordare che nella trattazione si é volutamente omesso di accennare alla rotazione con equilibrio instabile attorno ad un asse poiché l'asse stabile o instabile lo si può sempre creare volutamene, sarà anzi necessario definirlo allorché si passerà

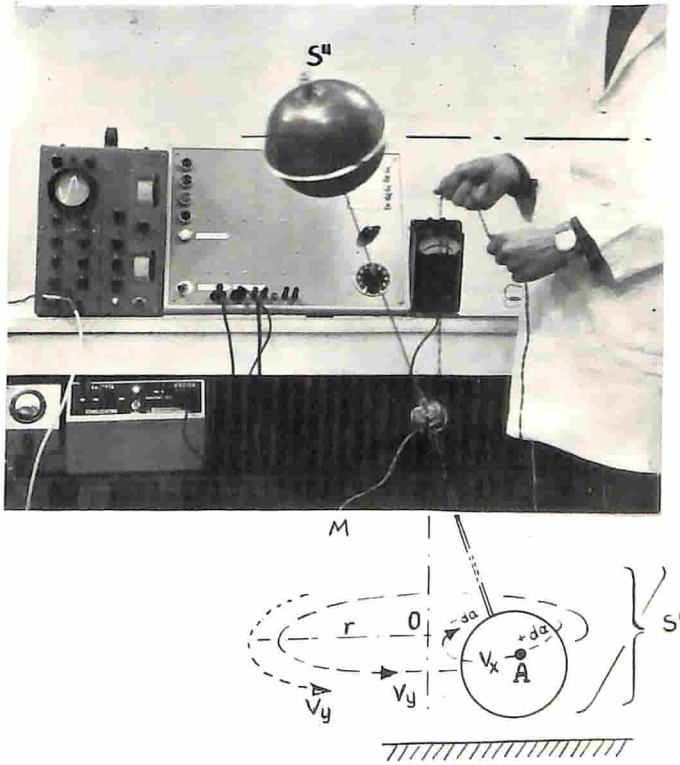


Fig. 5 - Si magnificano e si liberano gli "n" gradi di libertà meccanica della forza sviluppata da una massa rotorivoluente (sfera S_1*). La sfera rifiuta la restrizione spaziale della cella spaziale* S^1 *e "senza" il contributo della forza centrifuga, da sola, per costruzioni successive sale a rotorivoluire nella cella di spazio* S^{II}*. Se ripetutamente si perturba il moto avente traiettoria Vy con verso contrario a quello che sarebbe la naturale precessione giroscopica, tale effetto di salita della sfera nello spazio si esalta maggiormente.*

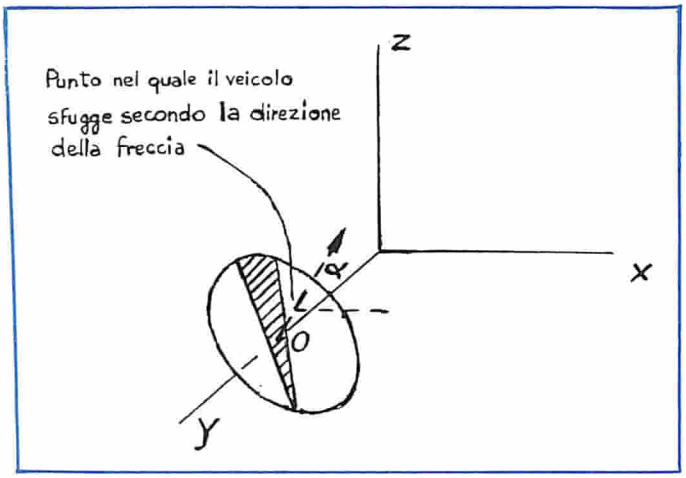


Fig. 6 - Effetto dovuto allo sbilanciamento. L'equilibrio viene turbato e il veicolo sfugge secondo la direzione della tangente.

al progetto reale del veicolo. Tale asse sarà orientato nello spazio, come più avanti si vedrà, a seconda di come si stabilirà la resistenza aerodinamica di timoni che abbiano attrito verso l'aria, o di come si utilizzeranno altri mezzi come eliche o getti.

Quando il nuovo veicolo si costituisce elemento reattivo a sé stante non sarà totalmente corretto affermare che il corpo rotante si dispone in modo che l'asse di rotazione coincida con quello dei tre assi che «è stabile»,

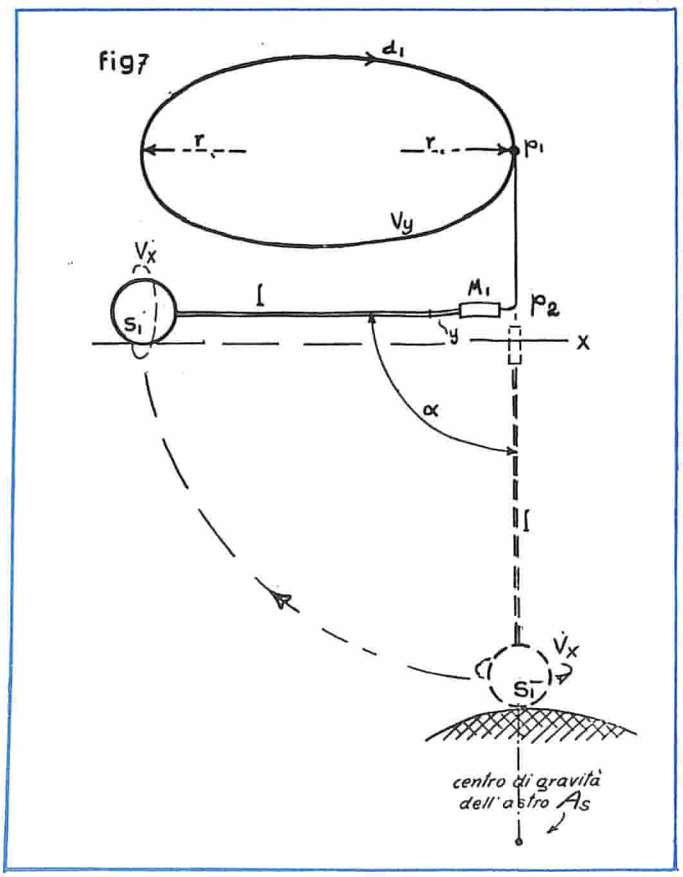


Fig. 7 - La sfera antigravitazionale S1 sale nello spazio fino all'orizzonte X, se non si perturba il moto Vy traslatorio. Perturbando tale moto essa si solleva ulteriormente nello spazio come è stato indicato in figura 5 e 3 e realizza il principio di un organo propulsore reattivo per la navigazioe spaziale. Come si osserva in questa figura per un più accurato studio del fenomeno si è diversamente dislocato il motore M1.

poiché a seconda delle varie fasi di guida del nuovo veicolo si determinerà a piacere, servendoci di mezzi che citeremo, come stabile l'uno o l'altro degli assi.

Si determinerà l'asse e con ciò il momento d'inerzia massimo, secondo tale asse si effettuerà la rotazione. Si ricavano diverse combinazioni di volo svincolate dagli assi geometrici principali.

Consideriamo per esempio il cilindro, il suo max momento d'inerzia attorno all'asse geometrico è:

$$m \frac{r^2}{2}$$

Attorno ad un asse perpendicolare e baricentrico è:

$$m \left(\frac{1}{12} l^2 + \frac{1}{4} r^2 \right)$$

Condizioni perché l'asse geometrico si mantenga stabile in rotazione é:

$$\frac{r^2}{2} > \frac{1}{12} l^2 + \frac{1}{4} r^2 \text{ ossia } r > l\sqrt{3}$$

Tali condizioni varieranno secondo la tecnica di guida necessaria per il volo del veicolo.

3| FORZA ANTIGRAVITAZIONALE REATTIVITÀ DEI MOTI

Quanto visto al capitolo 1, può essere considerato come un principio base al nostro discorso. Più interessante sarà l'esame delle fig. 9-9a; il veicolo in movimento, dotato di mezzi propri, si costituisce elemento reattivo indipendente, ribellandosi all'attrazione terrestre è capace di navigare nello spazio. Si vedrà in che misura soltanto cooperano aleroni e getti. L'esame delle fig. 2, 3, 4 e 5 chiariscono quali sono le condizioni perché si verifichi l'effetto antigravitazionale.

Un primo aspetto della «levata antigravitazionale» lo si può considerare osservando la rotazione sbilanciata di un veicolo (fig. 9a) attorno al suo asse principale verticale e percorrente una traiettoria indicata con V_1.

Nella trattazione viene usato il termine «effetto antigravitazionale», con ciò si indica che la forza di attrazione F tra il pianeta e l'oggetto in esperimento può assumere anche valori positivi o nulli [19] a seconda della velocità relativa e del verso della traiettoria V_y di rivoluzione dell'oggetto o veicolo rotorivoluente rispetto allo spazio. Se si parlasse invece di campo di gravità si dovrebbe in tal caso assegnare una bipolarità allo stesso, positiva da un lato, negativa dal lato opposto.

La massa inerziale nella II^a legge della dinamica si deve identificare con la massa newtoniana. Non è possibile immaginare un corpo soggetto p. es. alla forza centrifuga e non all'attrazione da parte della Terra. Quindi il peso o la forza di gravità, secondo la meccanica classica, è la risultante della forza di gravitazione e della forza centrifuga su di un corpo fermo rispetto alla Terra o prossimo alla superficie terrestre. Le "interazioni rotazionali" semplificano e perfezionano la teoria della gravità in quanto non considerano la discriminante g_N ((componente newtoniana) e la centrifuga. Con esse il potenziale U della gravità in un punto particolare del campo è un campo non semplicemente connesso e U è individuato a più o meno di una costante addittiva. Quando una linea s_0 facente un giro o più giri è concatenata con l'anello, si è in presenza di potenziali U polidromi [15] [16].

Dallo sviluppo matematico si determina che la rotta di navigazione del nuovo veicolo, riferendosi al suo moto come se fosse un punto P nello spazio rispetto ad una terna di assi, ha la direzione della tangente. Ci riferiamo al moto secondo gli assi ortogonali x; y; z,

e alle coordinate del punto all'istante t, v_x; v_y; v_z, che sono le componenti della velocità v (per ora non si considera la cella di spazio in cui si compie l'esperimento soggetta all'ulteriore traslazione v_γ). Chiamando a_y; a_x; a_z, [5] le componenti dell'accelerazione **a**, e se si indica con α_v, β_v, γ_v, gli angoli di v coi tre assi, α_a, β_a, γ_a gli angoli di **a** coi tre assi si ha:

$$v_x = \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dt} \cos \alpha_v; \quad v_y = \frac{dy}{dt} = \frac{ds}{dt} \cos \beta_v;$$

$$v_z = \frac{dz}{dt} = \frac{ds}{dt} \cos \gamma_v;$$

$$a_x = \frac{dv_x}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2} = a \cos \alpha_a; \quad a_y = \frac{dv_y}{dt} = \frac{d^2y}{dt^2} = a \cos \beta_a;$$

$$a_z = \frac{dv_z}{dt} = \frac{d^2z}{dt^2} = a \cos \gamma_a$$

da cui:

$$v = \frac{ds}{dt} = \sqrt{v^2_x + v^2_y + v^2_z},$$

$$a = \frac{dv}{dt} = \sqrt{a^2_x + a^2_y + a^2_z}$$

Come sopra dalle formule si deduce che la velocità v del veicolo o punto P ha la direzione della tangente alla traiettoria, mentre l'accelerazione **a** la mantiene solo in casi eccezionali, come ad esempio nei punti di flesso della curva del moto.

La accelerazione considerandola nel piano osculare della traiettoria ammette due componenti, una secondo la tangente:

$$a_t = \frac{dv}{dt}$$

e l'altra secondo la normale principale $a_n = \frac{v^2}{\rho}$

ρ è il raggio di flessione della traiettoria

a_t dipende dalla variazione della grandezza della «velocità»

a_n dipende dalla variazione della direzione della «velocità»

con $a_t = 0$ il punto (veicolo spaziale) percorre la traiettoria (qualsiasi)con v = costante.

Con $a_n = 0$ il moto è rettilineo.

Diversi sono i risultati che si osservano sulla direzione del veicolo, conformemente a quanto si diceva al capitolo 1, quando il veicolo verifica una rotazione sbilanciata del suo asse equatoriale rispetto alla verticale.

Mentre è in rapida rotazione attorno a detto asse principale 0 0' asse 289 di fig. 9a e nel contempo rivoluisce secondo una traiettoria spiraliforme a rami opposti, si osserva la levata antigravitazionale dovuta alla reattività dei moti che si sintetizzano. Nella fig. 3 la levata antigravitazionale si verifica con una traiettoria di spiraliforme non a rami opposti. In altri termini si verifica un effetto identico come se per l'improvvisa variazione di peso su un suo raggio si «sbilanciasse» la rotazione del veicolo attorno al suo asse principale verticale mentre trasla nello spazio. Anche tale effetto lo si può ottenere come nei progetti pratici si vedrà.

Mutando la direzione di volo cambia quindi la velocità v e la accelerazione **a**, ciò spiega perchè conformemente alle «interazioni rotazionali» si attribuisce in definitiva alla componente accelerazione **a** un significato di componente energetica o di Forza. Mentre secondo la meccanica del moto rotatorio l'accelerazione centrifuga è il vettore del campo le cui dimensioni sono $[V] = [LT^{-2}]$ e non è una forza.

Chiamando I il momento d'inerzia attorno ad 0 0' $\vec{\omega}$ la velocità angolare attorno a detto asse, il veicolo

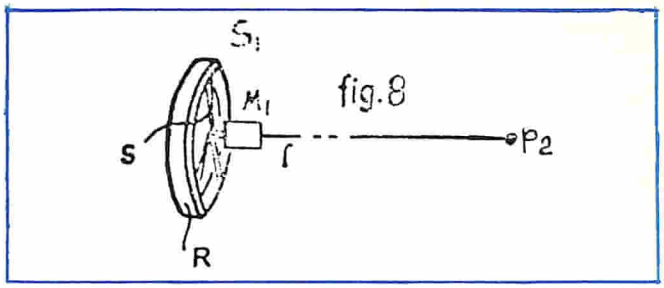


Fig. 8 - All'effetto reattivo antigravitazionale sono maggiormente interessati i punti periferici A della sfera S_1, figure 3 e 5 disposti sul massimo anello equatoriale. Più proficuamente si realizza allora una corona rotante R (la figura 8a descrive una fase sperimentale). Il motore M_1 allo scopo di evitare il formarsi di onde di vibrazioni meccaniche, per tale esperimento, viene portato il più vicino possibile all'anello stesso.

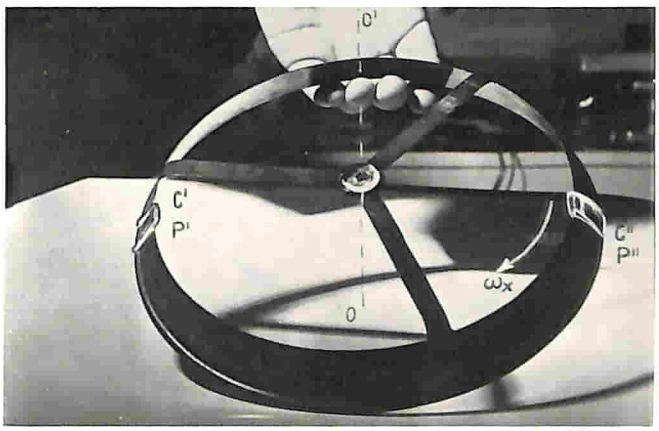


Fig. 8a - Elemento reattivo - Questo elemento viene infilato per mezzo del foro centrale solidale all'asse di un motore. Dopo avergli impresso una forte velocità di rotazione angolare ω_x attorno all'asse principale $00'$ viene automaticamente svincolato da tale asse e lanciato nello spazio secondo una traiettoria ben prestabilita. Con radio-comando ad un prestabilito punto della sua traiettoria il gancio C' viene spostato assieme al peso P' che è trattenuto dal gancio. P' e P'' sono due pesi fissati ai rispettivi ganci dell'elemento reattivo o anello, per semplicità non rappresentati in figura. Per tale azione viene a perturbarsi piuttosto bruscamente l'assetto rototraslatorio del sistema e l'elemento reattivo riceve una ulteriore spinta che lo sospinge ancora più in alto nello spazio. Contrariamente se il peso P' viene tramite il gancio C' trasferito sulla circonferenza dell'anello in un altro punto della traiettoria di volo sinuoso esattamente opposto alla precedente, l'elemento reattivo anzichè accelerare verso l'alto accelera invece violentemente la sua caduta verso terra. Gli effetti sono tanto più evidenziati quanto più a lungo durante la fase sperimentale l'elemento reattivo riesce a mantenere la velocità ω_x di rotazione attorno al proprio asse. Il calcolo del valore F della spinta che può far accelerare verso l'alto o verso il basso l'elemento reattivo è riportato nel testo. In ogni caso è ciò anche nel nuovo veicolo si somma all'effetto ciclo-reattivo quello della gravità terrestre e delle resistenze aerodinamiche che determinano le condizioni di volo.

sarà soggetto ad un momento motore $\vec{M}$ [6] il cui momento d'impulso sarà:

$$\vec{M}, \Delta t \text{ per la durata } \Delta t$$

Orbene da come si combineranno i momenti motori con: $\vec{R} = I\omega$ (momento della quantità di moto) si otterrà il completo governo degli assetti di volo del nuovo veicolo.

4 | FORZA DI LANCIO

La forza di lancio (figure 4, 6, 7) [4] si calcola considerando l'orizzonte 0_1 giacente sul piano X_1 della terna spaziale x_1; y_1; z_1, (primo gradiente reattivo).

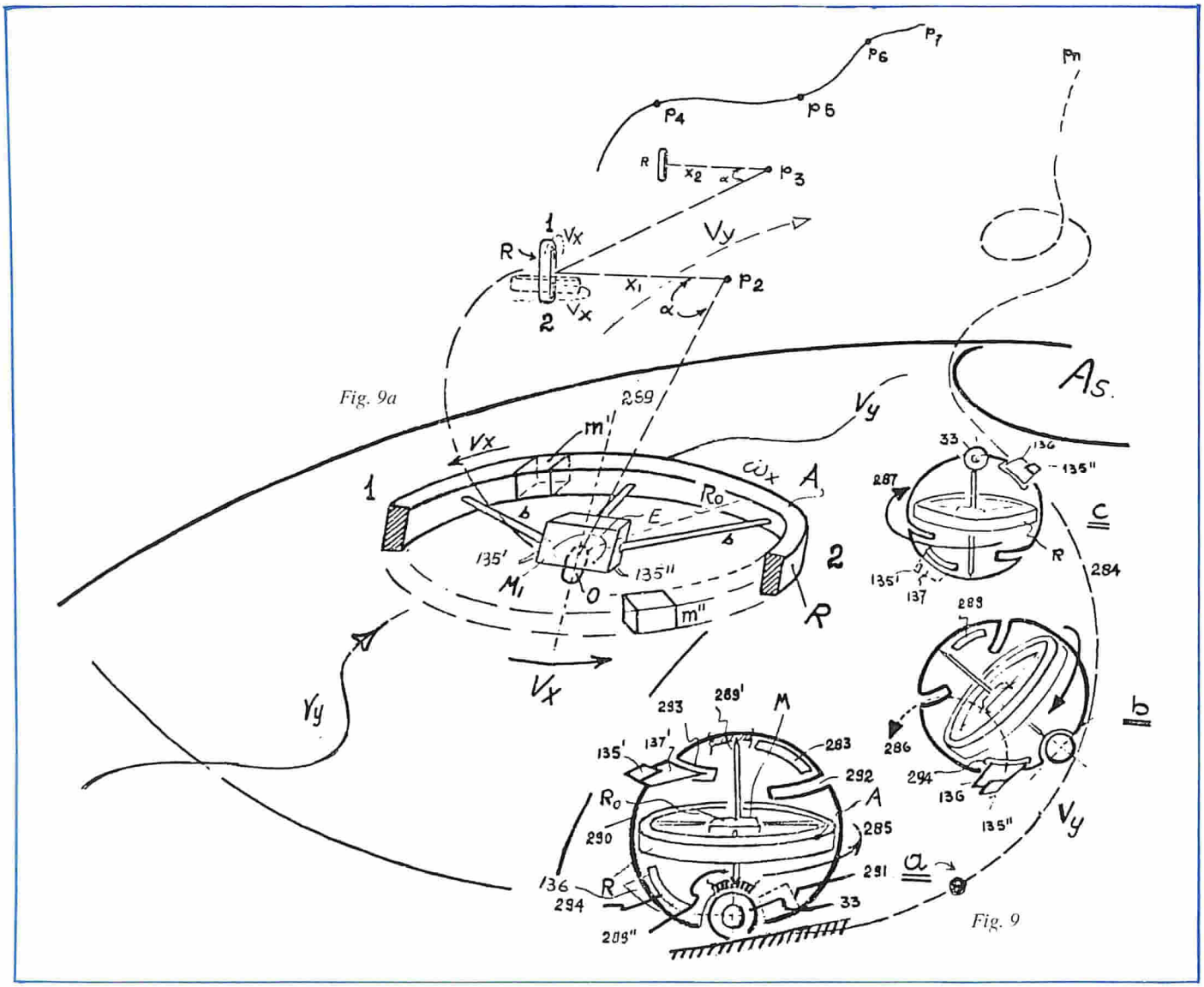


Fig. 9 - 9a - Il moto dei punti rotanti A costituenti la massa rotante del giroscopio attorno al suo asse principale, componendosi con la velocità di traslazione dello stesso secondo una traiettoria spiraliforme, libera nel giroscopio una forza di spinta. Coordinando i punti afferenti dei vincoli del moto del giroscopio mediante alettoni o getti in modo da perturbare la sua precessione naturale si verifica la salita verso l'alto del giroscopio oppure una diversa caduta di accelerazione verso il suolo. L'esperimento è compiuto sulla Terra. As è il punto polare attraversato dall'asse polare terrestre. L'intero sviluppo della traiettoria Vy è contenuto più che sufficientemente in un normale campo d'aviazione, inoltre il veicolo può innalzarsi anche senza l'uso di una pista ossia da "fermo", come descritto nei capitoli che seguono, [13].

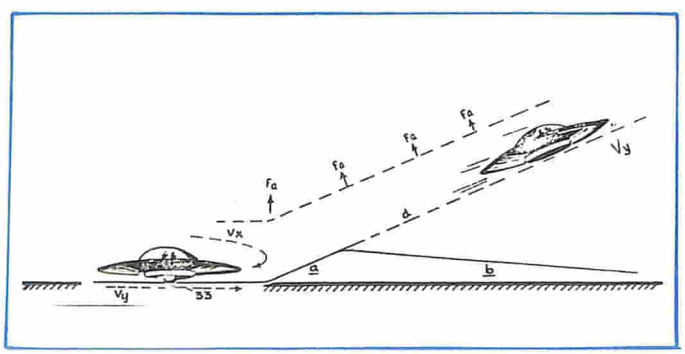


Fig. 10 - "Reversible accelerator" - Veicolo spaziale basato sul principio che in esso si ricreano gli stessi movimenti dei pianeti. Gli incrementi di spinta di forza ascensionale si susseguono perturbando nei momenti voluti, con l'intervento di piccoli getti, il moto di precessione della sua massa rotante.

0_2 in fig. 4 è il nuovo orizzonte relativo alla nuova terna spaziale x_2; y_2; z_2, (secondo gradiente reattivo), ma in tale assetto per i principi citati si produrrà nuovamente, come già si era prodotta in X_1 un nuovo incremento di forza F che chiameremo F_2, ciò e quanto si dimostrerà.

Ovviamente sarà prima necessario riportare nuovamente in senso orizzontale l'asse di rotazione equatoriale della sfera S_1 che si è inclinato secondo la direzione segnata dalla freccia 3 in figura 4.

Tale asse durante l'esperimento, approfittando della stessa rotazione con traiettoria d_1, viene riportato in assetto orizzontale. In pratica, come vedremo, questo asse della sfera rappresenta l'asse equatoriale del veicolo ed, avendolo riportato orizzontalmente, il fenomeno iniziale si ripete ossia nasce una nuova spinta aggiuntiva F_2 diretta verso l'alto. Soffermandoci ad un dato istante, in cui si sviluppa detta spinta, osserviamo che essa si

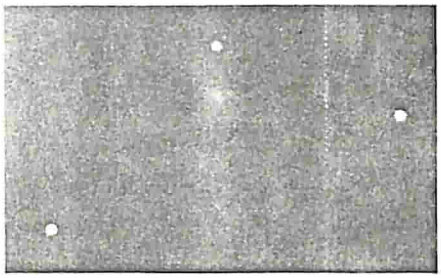


Fig. 11

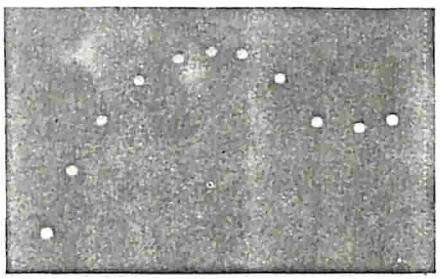


Fig. 12

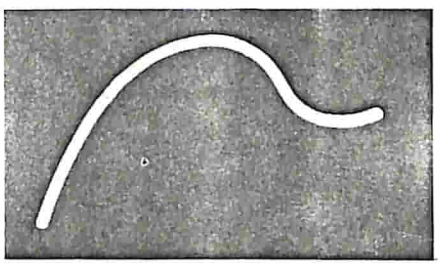


Fig. 13

Fig. 11 a fig. 21 - Studio della traiettoria del moto a terra del veicolo, visto come lo spostamento di un punto P sulla traiettoria nell'ambito dei moti piani non rettilinei. Dalla Meccanica Classica [9].

trova parallela al piano $z_2\ y_2$ e con inclinazione α rispetto all'asse z_2 [4]. F_2 é ricavabile dall'espressione sotto riportata. Continuando a ripetersi le stesse fasi si otterranno a piacere i voluti gradienti di volo reattivo nello spazio sommandosi le spinte F_3, F_4, F_5,...F_{n-1} , F_n.

$$F_{z2} = F_2 \cos \alpha$$

la sfera sarà soggetta alla forza F_{z2} [2] la quale si esercita a distanza r da quello che a volontà si costituirà il suo raggio di rivoluzione r rispetto al centro del sistema fig. 4 e produrrà un momento $M = r\ F_{z2}$. Questo momento sarà uguale al momento della quantità di moto moltiplicato per la velocità angolare Θ_{z2}
ossia: $F_{z2}\ r = I\omega\ \Theta_{z2}$
dalla quale si ricava F_{z2}

$$F_{z2} = \frac{I\omega}{r}\ \Theta_{z2}$$

Il nuovo veicolo alzandosi da terra svilupperà una accelerazione composita come si vedrà nella figura 9 e 9a. In generale, come noto, una accelerazione può essere definita con più interesse non nell'ambito dei moti curvilinei piani ma nella forma tensoriale, vista come una deformazione del moto riferito ai tre assi nello spazio, a tal proposito il Finzi offre utili considerazioni [8].

È d'uopo ricordare che è sempre la stessa sfera in rotazione, secondo movimenti composti, sulla quale si ottiene una prima componente F_{z1} ascensionale (primo gradiente reattivo) al quale se ne sovrappone una seconda testè vista F_{z2} (secondo gradiente reattivo), fig. 4 e 5.

A tal motivo vi è inerzia tra campo reattivo e sfera rotante, in altre parole all'azione del campo gravitazionale terrestre si ha l'opposizione dell'inerzia della velo-

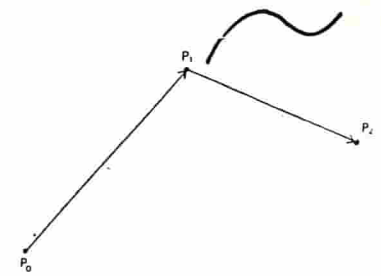


Fig. 14

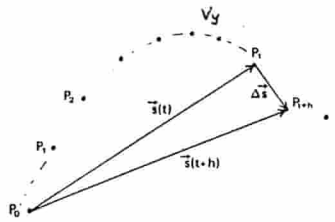


Fig. 15

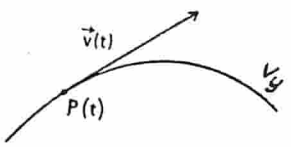


Fig. 16

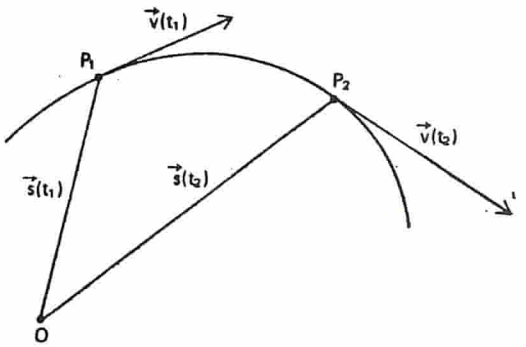


Fig. 17

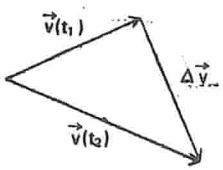


Fig. 18

città della sfera coi suoi movimenti reattivi. Ciò si annovera tra le componenti passive pur sempre vincibili come di fatto si verifica sia negli esperimenti sopra visti che nel nuovo veicolo spaziale.

Per l'uguaglianza degli effetti dovuta ai moti relativi, la sommatoria dei gradienti porterà a:

$$\sum_{i=1}^{n} F_i = F_1 + F_2 + F_3 + \ldots F_{n-1} + F_n$$

relativamente al punto F_{n-1} si avrà:

$$F_{n-1} = \frac{F_{z\,(n-1)}}{\cos \alpha}$$

Considerando la sfera S_1 o il veicolo in equilibrio su una generica orbita F_n e turbando nuovamente l'equilibrio della stessa, la sfera o veicolo o tende a sfuggire ancor di più verso l'alto, oppure tende ad avvicinarsi al centro di rotazione del sistema.

Si vedrà inoltre come turbare nel veicolo l'equilibrio rispetto al suo baricentro.

Il veicolo tenderà dunque a sfuggire ovvero ad avvicinarsi al centro di rotazione del sistema secondo una forza con componente radiale che chiameremo F_r. Essa risulterà qualora con γ si chiami l'angolo risultante tra la F_{n-1} ed il raggio r che congiunge il centro di rotazione della sfera o del veicolo spaziale al centro di rotazione del sistema:

$$F_{r\,(n-1)} = F_{(n-1)} \cos \gamma$$

Appare subito evidente che la max F_r la si avrà per $\gamma = 0$ e $\cos\gamma = 1$ ossia quando:

$$F_r = F_{(n-1)}$$

Da ciò si deduce che il veicolo spaziale sfuggirà dal raggio virtuale r (fig. 4 e 5) attorno al quale rotorivoluisce quando nel rivoluire, attraversa ad es. l'asse $y_{(n-1)}$ squilibrandosi per eccentricità di rotazione attorno all'asse o per un intervento improvviso di eccesso o difetto di peso in una parte della sua corona o u di un suo raggio rispetto allo stato di equilibrio bilanciato precedente (vedere figure 6 e 8a).

Ciò fa parte della tecnica di volo del nuovo veicolo che nei capitoli successivi si vedrà, ma fin d'ora è visibile osservando lo spostamento che possono subire le masse m' e m" in fig. 9a.

Nel momento in cui il veicolo sollecitato dalla forza F abbandona il suo primitivo raggio di rotazione r esso si trova sottoposto ad una reazione di lancio uguale e contraria $-F$ la quale permette il lancio del veicolo con forza F.

Scomponendo tale forza si ha:

$$-F_{y(n-1)} = -F \operatorname{sen} \alpha$$

Il senso è quello delle y negative. Da questa si può ricavare il momento M come pure il momento M secondo l'asse z... eccetera.

Con tale studio sulle «reazioni giroscopiche» si è fatta una prima introduzione circa la forza di lancio nonché sulla tecnica dei movimenti rototraslatori di una sfera che altro non rappresenta se non la traiettoria di percorso che si dovrà imprimere al veicolo.

5| LIBERANDO L'ENERGIA CINETICA DI ROTOTRASLAZIONE DEL GIRO SI REALIZZA UN PROPULSORE PER LA NAVIGAZIONE SPAZIALE –EFFETTO MAGNUS –

L'effetto Magnus è un effetto noto allo studioso che tralasciamo di descrivere. Secondo l'esperimento della sfera S_1 in oggetto la «spinta» non nasce da imponderabili fluidi, che lambendo la parete della sfera, sopra con senso concorde al moto e sotto con senso contrario procurano per una composizione di forze il nascere della forza deviatrice...! Il paragone con l'effetto Magnus è indebito, infatti in un modo diverso è stato condotto l'esperimento sulla sfera rotorivoluente S_1.

Si precisa:

1) A smentita dei fluidi che lambiscono la parete della sfera, sta il fatto che il fenomeno si verifica anche sotto la campana a vuoto mentre nel vuoto il fenomeno non dovrebbe verificarsi.
2) Il fenomeno si verifica in qualunque campo inerziale.
3) Gli esperimenti qui condotti considerano invece la componente F_z o componente ascensionale oltre alle note componenti F_y ed F_x (tangenziale e centripeda), dovuta all'effetto composito dei moti. [2] [15]

Inoltre si è considerato l'intero campo inerziale, non come mezzo viscoso, ma piuttosto come campo spaziale astrale o infraplanetario.

Secondo le esperienze che qui si sono realizzate i sensi diversi di rotazione producono effetti reattivi di opposizione od attrazione. E' un modo per stabilire come nasce, si forma, si sviluppa, si governa il campo gravitazionale. Non è quindi illogico realizzare nuovi veicoli che regolino a piacere il proprio campo gravitazionale per navigare nello spazio in funzione dei loro parametri rototraslatori.

L'effetto Magnus non poteva indicare la componente gravitazionale reattiva in quanto non è stato concepito come cella di spazio spostabile in un campo inerziale secondo i tre assi con moto sinuoso come qui si è fatto, ed il sistema comportava degli attriti evolventi totali col mezzo ed inoltre il cilindro rotante non era "libero" nelle sue oscillazioni e reazioni.

Sappiamo che la forza centrifuga serve ad equilibrare il peso e lo riduce a zero così come il movimento rapido solleva i corpi verso plaghe più alte degli spazi siderei, i corpi vengono trasportati tanto più in là quanto la velocità è maggiore.

La velocità necessaria per potersi liberare dalla gravitazione terrestre per raggiungere i pianeti è di 29,9 km/s. Come ottenere questa velocità sullaTerra..?

L'atmosfera inoltre é terribilmente frenante! Con questa bisogna pur sempre far conto...! E' un problema che ha appassionato diversi studiosi. Un ipotetico apparecchio che si muovesse ad una velocità di 29,9 km al secondo, vale a dire circa 10.000 volte più lentamente della luce, sarebbe capace di sollevarsi dal suolo terrestre col solo movimento (azione centrifuga) poichè questa è la velocità della Terra intorno al Sole.

Seguire una tale strada sarebbe piuttosto difficile. A terra un tale movimento si disintegrerebbe all'atto della partenza.

In conclusione quindi:

tentando di vincere la forza di gravità con una semplice forza di rivoluzione del grave (sola azione centrifuga), senza che questi aggiuntivamente ruoti intrinsecamente su se stesso attorno al suo asse polare, é necessaria una velocità praticamente impossibile ad ottenersi. Quando però il grave lo si fa ruotare attorno al suo asse polare e aggiuntivamente tale asse viene traslato nello spazio secondo una data traiettoria il grave è allora animato da due movimenti, si dice che rotorivoluisce con appropriati sensi. In tali condizioni, per vincere il suo peso P, non ha più bisogno di una elevata forza centrifuga quindi di una velocità di rivoluzione elevata, ma sarà sufficiente una bassa forza centrifuga, quindi una bassa velocità di rivoluzione.

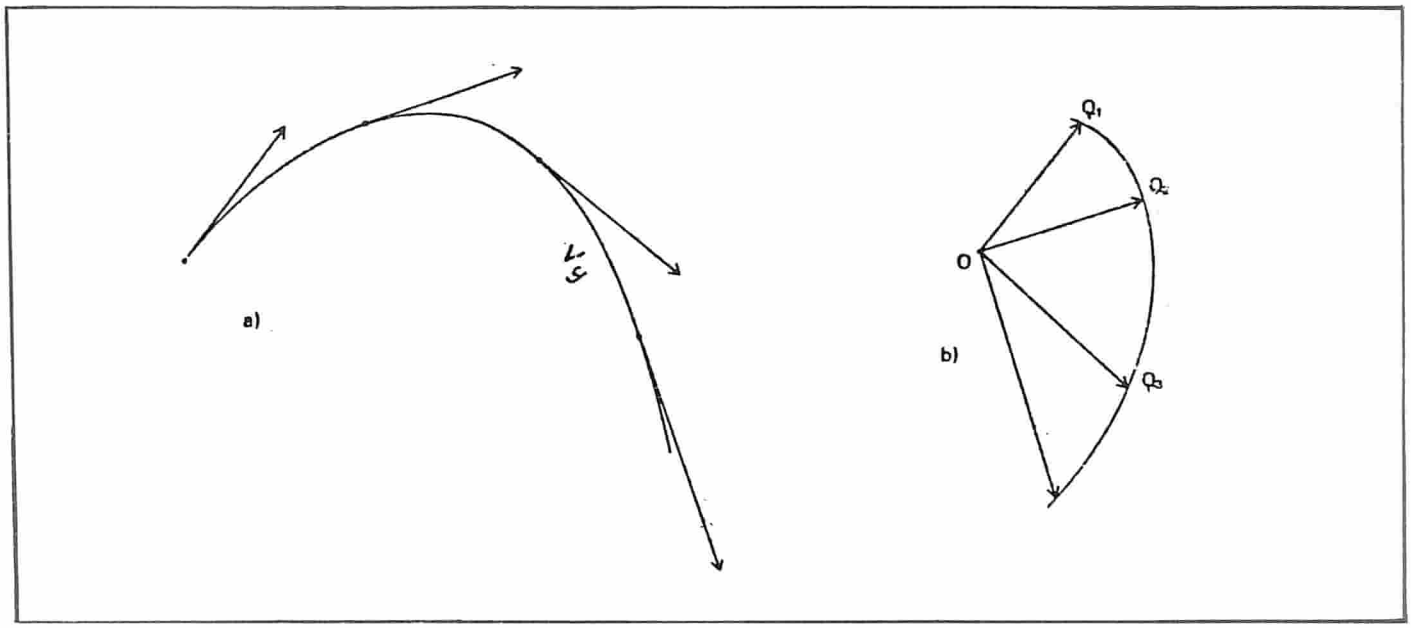


Fig. 19

Per ottenere una spinta ancora più forte in senso contrario alla forza di gravità, si dovrà nel contempo traslare la traiettoria d_1 in successive celle di spazio e il veicolo o sfera S_1 dovrà anche in tali circostanze rotorivoluire su se stessa inclinando via via nel tempo il suo asse principale di rotazione come un pianeta che orbita attorno al Sole.

In sintesi:

Quello che non è possibile ottenere con un lancio per sfuggire dalla Terra con un velocità di 29,9 km/s lo si può ottenere con funzione decrescente [20] per sovrapposizione dei gradienti dei moti reattivi secondo i meccanismi di fig. 9 e 9a cap. 7 (successive inclinazioni dell'asse equatoriale di rotazione della sfera rispetto alla verticale mentre é traslata secondo movimenti composti), ciò è in ottemperanza ai motivi di reattività precedentemente dissertati ed agli esperimenti condotti.

6 | ESPERIMENTO DI FIG. 7 e 8a

La parte maggiormente interessata all'effetto reattivo è la parte di materiale esterno della sfera S_1. Si è quindi realizzato secondo la fig. 8 [7], la corona circolare o ruota ruotante R di materiale compatto al cui centro, tramite sottili raggi di sostegno s, si impernia il motore M_1, il quale porta in rotazione la ruota R.

Al motore M_1 è fissata l'asta l trascinata in rotazione a sua volta dal punto mobile p_2. In sostanza l'esperimento è una ripetizione dei precedenti con la variante che si è provveduto a spostare il motore M_1.

Riferendoci ai satelliti spaziali oggi in uso e messi in orbita la forza centrifuga deve essere uguale alla forza attrattiva.

Nei satelliti si uguaglia la forza centrifuga $\frac{m\,v^2}{R_s}$ alla forza attrattiva:

$$\frac{G\,M\,m}{R_s^2}$$

esercitata dalla Terra sul satellite che gira su orbita di raggio R_s, uguagliando questo al raggio R.

Nella relazione:

$$\frac{m\,v^2}{R} = \frac{G\,M\,m}{R^2}$$

ponendo $M = 5{,}97.10^{27}$ grammi; $R = 6360.10^5$ cm. raggio Terra; $G = 6{,}66.10^{-8}$ sistema C.G.S. si ricava $v = 7{,}8$ km/s.

Per velocità di lancio comprese tra questo minimo e 11,188 km/s il satellite descrive circonferenze equivalenti intorno alla Terra (asse maggiore con valore costante). Tale velocità di 11,188 km/s viene chiamata velocità di fuga presso la superficie terrestre.

Nella sfera in oggetto come nel nuovo satellite o veicolo si opererà invece sulla regolazione delle citate velocità angolari e di traslazione ω_x e V_y nel modo desiderato col vantaggio di poter regolare e guidare come si vuole il veicolo, si potrà fargli cambiare direzione e si potrà altresì farlo atterrare al suolo.

Importante è quindi il fatto di poter a volontà regolare anche la sua velocità di navigazione che in definitiva è una funzione dipendente dalla velocità periferica v_x di rotazione dei punti A costituenti la sfera o di una corona rotante, e della sua velocità di traslazione V_y.

Il nuovo veicolo o satellite,perché circum-navighi intorno alla Terra, come visto al cap. 5, non sarà necessario che abbia caratteristiche tali da sviluppare vistose velocità di traslazione ben necessarie invece per garantire l'equilibrio centripeto dinamico dei satelliti o capsule oggi usati.

7 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL NUOVO VEICOLO A PROPULSIONE REATTIVA

In fig. 9 il veicolo spaziale verrebbe formato da una carrozzeria esterna 290 [7]. Nel suo interno, per mezzo del motore M, viene portata in rotazione la ruota R attorno al suo asse polare (perno rappresentato con 289' e 289"). Il perno ruota entro le bronzine. La ruota 33 mossa da un motore indicato con 291 percorre il terreno e procura alla ruota R del veicolo un moto aggiuntivo traslatorio V_y avente traiettoria sinuosa spiraliforme a rami opposti (Capitolo 8). Dalle finestre 283; 288; 289; 292; 293; 294, possono fuoriuscire od entrare degli alettoni 136; 137. Correndo il veicolo 290 su una pista tramite la ruota motrice 33 e ruotando nel contempo i punti A della ruota R con velocità angolare uguale ω_x attorno all'asse 289', si verifica per i principi citati la composi-

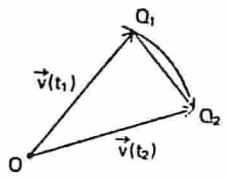


Fig. 20

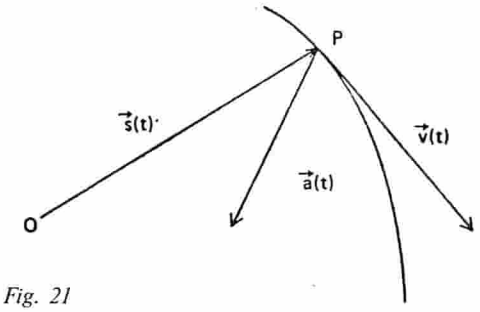


Fig. 21

zione dell'effetto reattivo antigravitazionale. Tale effetto, in conformità agli esperimenti eseguiti sulla sfera S_1, è dovuto alla composizione della velocità di rotazione dei punti A situati sul cerchio equatoriale della ruota con raggio R_0 e alla velocità di traslazione V_y, che agisce come effetto solo sui rami della spirale che hanno direzione di moto uguale.

Si fa osservare che si ripetono le stesse condizioni cinetiche sperimentali con cui si agiva sulla sfera rotorivoluente nelle fig. 4, 5, 7, secondo i princìpi sintetizzati al capitolo riepilogativo 5. Nella fig. 9 e 9a anzichè imprimere i moti alla corona o massa rotante A a mezzo di organi esterni od aste di comando l come nelle figure su citate, gli stessi movimenti vengono invece generati dall'interno. Nulla dunque è mutato e pertanto si verificano sul veicolo 290 di fig. 9 tutti gli stessi effetti di volo verso l'alto.

Dopo un breve percorso, rappresentato fino al punto (a) in fig. 9 (si consideri nel contempo gli esperimenti delle figure 3 e 5) il veicolo tenderà ad innalzarsi da un lato e ad abbassarsi dal lato contrapposto, rispetto al piano equatoriale della ruota R, quindi prima di raggiungere il tratto b. Ma di fatto gli alettoni non permetteranno che si abbassi da tale lato mentre invece si solleva dall'altro.

Durante la sua corsa la pressione dell'aria offrirà dunque una resistenza aerodinamica contro l'alettone 136 assicurando al veicolo 290 un nuovo punto di vincolo del moto, tale punto di vincolo farà inoltre cambiare simmetria alla traiettoria del ramo di spirale V_y. In virtù di tale nuova azione di vincolo il veicolo potrà ora alzarsi dall'altro suo lato essendosi nel contempo invertita la percorrenza a terra del ramo di spirale percorsa dalla ruota 33 sulla pista di lancio come rappresentato in fig. 9 [10].

Dopo un primo salto verso l'alto (per quanto sopra, il veicolo in tale istante si trova alzato da entrambe le parti equatoriali della ruota R) viene a mancare la componente di moto traslatorio V_y, sarà allora il timone 136 e i piccoli getti di spinta 135' 135" che garantiranno la opportuna direzione del moto con tale traiettoria e non più impressa dalla ruota 33. Con la fase **b** di fig. 10 è rappresentata la traiettoria che perseguirà il veicolo dopo tale prima fase.

In altre parole mentre il veicolo correva sul terreno era la ruota 33, opportunamente guidata, che imprimeva le coordinate del moto; non appena il veicolo tenterà il primo sobbalzo verso l'alto non potrà più contare sull'attrito della ruota 33 verso il pavimento, fase (b) di fig. 9. Affinchè sia garantita la componente di moto con traiettoria sinuosa V_y serviranno due o più timoni come del tipo rappresentato con 136 che agiranno coordinatamente con due o più getti di spinta 135', 135", 135^n.

Per gli incrementi successivi di spinta verso l'alto, V_y cessa d'essere di tipo sinusoidale, e diviene una traiettoria di moto a forma complessa.

Trovandosi il veicolo spaziale 290 su un pianeta con atmosfera la velocità di traslazione V_y diminuirà rapidamente. Allo scopo sugli alettoni 136; 137, sono disposti i piccoli getti sopra citati 135'; 135". Il timone e i piccoli getti propellenti garantiranno la permanenza della velocità di traslazione con traiettoria a spirale irregolare V_y.

La forza di spinta dei getti propellenti 135'; 135", (la loro azione procura un effetto contrapposto a quello dei timoni) non dovrà essere tale da effettuare il totale sostentamento del peso del veicolo, ma di una quantità inferiore, come se si trattasse di spostare un peso minore.

Un contributo al volo, ossia alla portanza del veicolo, è rappresentato dall'energia cinetica di rotazione dei punti A della massa ruotante o ruota R che ruotano con velocità periferica $\omega_x R_0$ attorno all'asse 289 e che componentisi con la velocità di traslazione V_y, verificano l'effetto antigravitazionale (capitolo 1 e 4).

Si sono indicate le possibili reazioni al campo gravitazionale terrestre, utilmente sviluppate dal veicolo, sfruttando nei momenti voluti sia la resistenza aerodinamica dell'aria a mezzo di punti di vincolo del moto (timoni), nonché effetti di spinta per reazione giroscopica e parziale contributi di getti di spinta al fine di imprimere la desiderata traiettoria V_y che altro non rappresenta che degli spazi di rivoluzione percorsi dal veicolo 290.

Gli alettoni 136, 137, saranno opportunamente comandati affinché nei momenti voluti possano rientrare nelle finestre 292; 293; 294; 203 ecc. Con le manovre coordinate dei timoni (alettoni) e dei getti di spinta il veicolo sintetizzando e componendo reattivamente i movimenti ciclici della massa rotante o ruota R **salirà verso l'alto. Tale rappresentazione è ottemperante all'esperimento della fig. 3, in esso si osservava il completo rovesciamento della sfera** S_1 di 180° sul suo asse polare e con ciò l'inversione del senso del moto dei punti A della sfera S_1 sul cerchio equatoriale ed aventi velocità lineare $\omega_x R_0$.

La sfera di fig. 3 mentre ruotava in un primo tempo con senso antiorario innalzandosi nello spazio ruota con senso orario. Osservando la fig. 9 il veicolo passa dalla fase (a) alla fase (b) e per ultimo alla fase (c). La freccia 287 indica il senso del moto rotatorio della ruota R, come si osserva, tale senso è contrario al senso del moto con cui girava la ruota stessa nella fase (a)

rappresentata con la freccia 285. Il veicolo si è capovolto rispetto al suo asse principale polare.

La ruota R imperniata sul veicolo 290 nella fase (a) traslava su una pista, nella fase (c) si trova invece innalzata nello spazio ed esattamente capovolta su se stessa di 180°, ciò è in perfetta concordanza con l'esperimento citato in fig. 3 e 5. In tale assetto il getto 135" e l'alettone 136 saranno completamente rientrati, in loro sostituzione saranno usciti l'alettone 137 e il corrispondente piccolo getto propellente 135". L'alettone 137 stabilisce verso l'atmosfera un nuovo attrito spostando nel modo desiderato il punto di vincolo del moto, in collaborazione col piccolo getto garantirà la componente di moto tangenziale V_y desiderata. Tale traiettoria V_y avrà un andamento pseudo spiraliforme avente le cavità della spirale opposte a quelle omonime simmetriche, variando tale simmetria varieranno le coordinate di volo del veicolo. In altri termini contemporaneamente si sintetizzano e si compongono i movimenti verificandosi l'effetto reattivo antigravitazionale. Tale effetto abbiamo definito anche come risultante della reattività dei moti compositi. In sostanza il meccanismo della fuoriuscita dell'uno e dell'altro alettone sarà opportunamente coordinato con fasi che si susseguono ed il capovolgimento nel veicolo rispetto al suo asse polare continuerà ripetersi via via che il veicolo salirà nello spazio [7].

p_n rappresenta il gradiente di innalzamento finale e prestabilito come punto orbitale da raggiungersi. Più il veicolo si allontanerà dal pianeta sempre meno risentirà della forza gravitazionale terrestre. Le fasi di capovolgimento rispetto al suo asse polare nonché le coordinate del moto traslatorio V_y diventeranno sempre meno importanti. Saranno allora sufficienti per la correzione della rotta variazioni di moto della velocità angolare ω_x della ruota R e le variazioni dell'inclinazione del veicolo 290 rispetto al suo asse equatoriale.

Il veicolo alla stregua di un pianetoide si sarà costituito elemento reattivo indipendente a se stante libero dell'attrazione gravitazionale dell'astro principale A_s fig. 9. Tale veicolo non offre la stessa praticità che offriranno invece altri tipi di veicoli che vedremo. Tuttavia se si volesse anche in questo caso disporre delle persone a bordo i gradienti di ascesa verso il punto p_n saranno opportunamente dosati.

Sarà utile stabilire una gravità interna al veicolo che garantisca verso l'equipaggio valori del "campo di gravità" uguali a quella terrestre, ma ciò non si è previsto per questo tipo di veicolo [16]. Altri tipi di veicoli spaziali che tratteremo sono delle macchine volanti nello spazio appositamente studiate anche per il trasporto di persone; come tali, in esse viene generata una gravità, capitoli 12; 13; 15; 17.

8| STUDIO DELLA TRAIETTORIA A TERRA DEL MOTO TRASLATORIO Vy DEL VEICOLO

Consideriamo le figure 11, 12, 13, nelle quali il veicolo durante il suo moto è stato fotografato ad intervalli rispettivamente di 1 secondo, di un quinto di secondo e ad obiettivo aperto. Sappiamo inoltre che il veicolo non torna mai ad occupare una posizione già superata.

Il moto del veicolo spaziale percorrente la traiettoria V_y, (esso è stato fotografato dall'alto ed appare come una sezione circolare) può essere considerato come lo spostamento di un punto P sulla traiettoria medesima e ciò nell'ambito dei moti curvilinei piani. Essendo osservato dall'alto non appare la rotazione del veicolo attorno al suo asse principale verticale (velocità angolare ω_x).

Nella descrizione che si ottiene dalla fotografia 11, e che è schematizzata nel grafico di fig. 14, risulta assai evidente che i vettori $\overrightarrow{P_0P_1}$ e $\overrightarrow{P_1P_2}$, che indicano gli spostamenti del punto P rispettivamente nel primo e secondo intervallo di tempo, possono fornire solo una rappresentazione fortemente approssimata della traiettoria percorsa dal punto mobile P o veicolo spaziale e che si può rilevare dalla fotografia di fig. 13. Transitando nella zona di flesso secondo i princìpi citati l'asse equatoriale del veicolo cambia senso di inclinazione (capitolo 7).

Assai diverse sono le considerazioni che possiamo fare osservando le figg. 12 e 15, ove le posizioni di P sono assai più fitte.

In questo caso, non solo un generico $\overrightarrow{P_tP_{t+h}} = \vec{s}\,(t+h) - \vec{s}\,(t) = \Delta\,\vec{s}$ ha modulo quasi uguale alla misura dell'arco percorso nello stesso intervallo di tempo, ma la direzione ed il senso del moto, in quell'intervallo, coincidono con buona approssimazione con la direzione ed il senso del vettore $\Delta\,\vec{s}$, sulla traiettoria Vy.

Concludiamo che, scelti due qualsiasi istanti t e $t + h$, con $h > 0$ e piccolo rispetto alla durata del moto considerato, il modulo del vettore $\Delta\,\vec{s}$ è una misura bene approssimata dell'arco percorso dal punto P nell'intervallo di tempo h. Inoltre, direzione e senso dello stesso vettore $\Delta\,\vec{s}$ forniscono con buona approssimazione direzione e senso del moto di P nel breve intervallo di tempo h considerato.

Ricordando la definizione di velocità media del veicolo spaziale data per i moti rettilinei e tenendo conto di quanto ora detto, possiamo scrivere che con buona approssimazione la velocità media v_m del punto in moto curvilineo nell'intervallo h è data da:

$$v_m = \frac{\Delta\,\vec{s}}{h}$$

Per indicare che questa velocità è stata calcolata mentre il moto di P aveva la direzione di $\Delta\vec{s}$ è opportuno rappresentarla con un vettore di modulo $v_m = \dfrac{|\Delta\,\vec{s}|}{h}$, avente

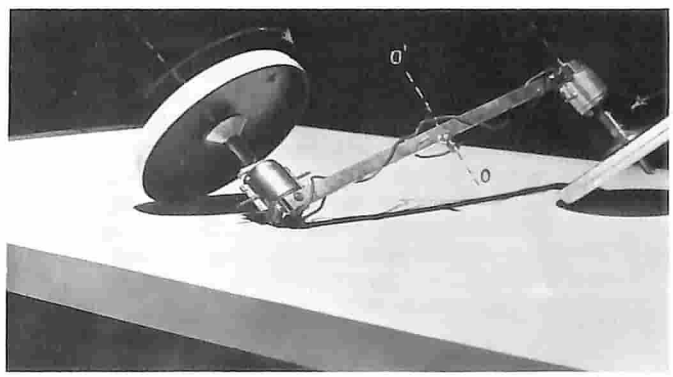


Fig. 22 - Timone per la navigazione spaziale - Apparecchiatura per la traslazione orizzontale e verticale, utile per il governo del veicolo, atta a stabilire i piani di volo. Sono masse meccaniche rotanti, contrapposte rotorivoluenti attorno all'asse 0, 0', tramite motorini. Da come si stabiliscono i versi di rotazione delle masse rotanti si realizza un congegno meccanico che consente di stabilire a piacere le variazioni di rotta, ciò indipendentemente dalla centrifugazione terrestre che, come è noto, è unidirezionale. Il dispositivo rappresenta l'equivalente meccanico di un timone. La sostentazione dei nuovi veicoli è svincolata in gran parte dall'intervento di forze aerodinamiche. L'effetto di questo timone stabilisce una variazione sulla direzione del moto del veicolo come risultante di un effetto composito quando il veicolo è in movimento rototraslatorio.

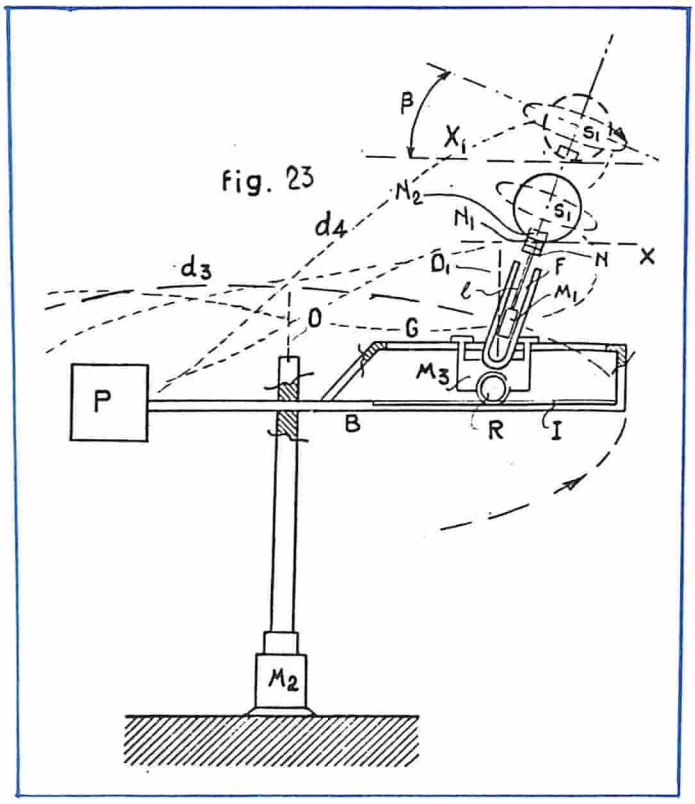


Fig. 23 - Dimostrazione di come una massa rotante o sfera S_1, fatta ruotare su un banco centrifugo secondo moti compositi, dipendentemente dal punto nel quale si varia la sua precessione, può salire verso l'alto nello spazio o verificare una caduta verso il pavimento con moto disuniformemente accelerato [2].

direzione e senso del vettore $\Delta \vec{s}$. Tutto ciò si riassume scrivendo:

$$\vec{v}_m = \frac{\vec{s}(t+h) - \vec{s}(t)}{h}$$

La relazione $\vec{v}_m = \frac{\Delta \vec{s}}{h}$ si può scrivere $v_m = \frac{1}{h} \cdot \Delta \vec{s}$, e deve essere considerata come il prodotto dell'inverso della grandezza scalare tempo per il vettore spostamento.

La posizione P_{t+h}, raggiunta al tempo $t + h$ (figg. 12 e 15) può divenire prossima quanto si vuole a quella P_t, quando h prende valori molto prossimi a zero. Anche in questo caso il vettore $\Delta \vec{s}$ continua ad avere il senso del moto, e la sua direzione risulta determinata dalla congiungente il punto fisso P_t con il punto mobile P_{t+h}, a questo sempre più prossimo col diminuire di h. La direzione del vettore $\overrightarrow{P_t P_{t+h}}$ tende quindi ad identificarsi con quella della tangente alla traiettoria in P_t.

Il vettore

$$\vec{v}(t) = \frac{\Delta \vec{s}}{h} \quad \text{con } h \to 0$$

è ancora un vettore velocità. La caratteristica di essere stato calcolato per un intervallo di tempo $h \to 0$ permette di assegnargli il nome di velocità all'istante t (fig. 16).

Mentre la velocità media del veicolo spaziale dipende sia dall'istante iniziale t che dall'intervallo h, e quindi è sempre necessario indicare a partire da quale istante, e per quale intervallo di tempo, una velocità media è stata calcolata, questo non accade per la velocità istantanea, per la quale è necessario indicare solo l'istante per il quale è stata determinata. Infatti si può sempre determinare per i moti che prendiamo in considerazione un h così piccolo che il moto si possa in tale intervallo ritenere rettilineo uniforme: in tal caso ulteriori riduzioni di h non dovrebbero influire più sul valore della velocità, vi è inerzia tra campo reattivo e sfera rotante (capitolo 4).

Il punto P, o veicolo spaziale, in ogni istante t, della traiettoria V_y scelto nell'intervallo di tempo nel quale esso è in moto, occupa una precisa posizione ed ha una determinata velocità istantanea. La posizione è individuata dal vettore posizione $\vec{s}(t)$; la velocità del vettore velocità istantanea $\vec{v}(t)$. Al variare del tempo si modificano sia $\vec{s}(t)$, e cioè la posizione di P, sia $\vec{v}(t)$, ovvero la sua velocità. Nella fig. 17, per due istanti successivi t_1 e t_2 sono state individuate le posizioni del punto P e calcolate le due rispettive velocità istantanee $\vec{v}(t_1)$ e $\vec{v}(t_2)$; esse sono diverse in modulo ed in orientamento.

Esiste dunque un vettore $\Delta \vec{v} = \vec{v}(t_2) - \vec{v}(t_1)$, che rappresenta la variazione vettoriale di velocità avvenuta nell'intervallo $\Delta t = t_2 - t_1$ (fig. 18), istanti nei quali il veicolo diversamente inclina il suo asse equatoriale. Questa situazione è, per pochi aspetti, simile a quella studiata per i moti rettilinei. In ambedue i casi vi sono, per istanti diversi, velocità istantanee diverse, e quindi vi è la necessità di prendere in considerazione la variazione di velocità in relazione all'intervallo di tempo in cui essa è avvenuta. Pur possedendo la velocità nei moti curvilinei caratteri vettoriali, non riscontrati, ma non esclusi, nei moti rettilinei, possiamo estendere il concetto di accelerazione ai moti curvilinei piani. E' evidente che si tratta di una accelerazione vettoriale del veicolo spaziale ottenuta dalla relazione:

$$\vec{a}_m = \frac{\Delta \vec{v}}{\Delta t} = \frac{\vec{v}(t_2) - \vec{v}(t_1)}{t_2 - t_1}$$

Tuttavia il veicolo spaziale quando la sua traiettoria curvilinea V_y supera più di un flesso si solleva per gradi successivi rispetto al suo asse equatoriale prima da una estremità di un diametro della parte fissa o carrozzeria poi dall'altra estremità di detto diametro fino a trovarsi completamente sollevato nello spazio, cap. 7.

La traiettoria del veicolo esce dall'ambito dei moti curvilinei piani per diventare una traiettoria che si sviluppa nei tre piani $x; y; z$, nello spazio. Dovremmo servirci dunque di un diverso algoritmo matematico. Tuttavia tenendo presente che sulla pista a terra o perlomeno all'inizio del suo moto il veicolo corre su un piano, riterremo valida in via semplificatrice l'accelerazione $\vec{a}_m$ anche per i suoi primi istanti. Quando si alza dal suolo a garantire tale accelerazione coopereranno allora gli alettoni o i piccoli getti propulsori.

Un metodo per la ricerca dell'accelerazione $\vec{a}_m$ è il seguente: consideriamo il diagramma di fig. 19a nel quale sono tracciati i vettori velocità istantanea di un punto mobile quindi del veicolo spaziale su una traiettoria V_y, conduciamo da un punto 0 scelto a piacere i vettori uguali ai vettori velocità istantanea (fig. 19b).

Indichiamo con Q_1, Q_2, Q_3,... il secondo estremo dei vettori velocità istantanea rispettivamente ai tempi t_1, t_2, t_3,... e consideriamo tali punti come posizioni successivamente occupate da un punto Q che si muove sul piano.

Il moto di Q si dice moto odografo e la traiettoria descritta da Q curva odografa.

La fig. 20, dettaglio della fig. 19b per gli istanti t_2 e t_1, permette di vedere come, conoscendo $\vec{v}(t_2)$ e $\vec{v}(t_1)$, si ottiene la accelerazione media del veicolo. Infatti:

$$\overrightarrow{Q_1 Q_2} = \vec{v}(t_2) - \vec{v}(t_1)$$

è il vettore che rappresenta la variazione di velocità, ed il rapporto di tale vettore con $\Delta t = t_2 - t_1$ fornisce proprio il vettore $\vec{a}_m$.

Se $\vec{v}\,(t)$ e $\vec{v}\,(t+h)$ sono le velocità istantanee del punto P in due istanti successivi molto prossimi tra loro, e questo equivale a dire $h \to 0$, la relazione:

$$\frac{\vec{v}\,(t+h) - \vec{v}\,(t)}{h} = \vec{a}\,(t)$$

definisce l'accelerazione istantanea del veicolo spaziale nell'istante t, conformemente alla premessa posta sopra, valida altresì in via semplificata anche per i primi istanti di volo.

Il vettore $\vec{a}\,(t)$, accelerazione all'istante t, ha dunque la direzione della tangente alla curva odografa, il senso del moto di Q, mentre il suo modulo è fornito da: $\frac{|\Delta\,\vec{v}|}{h}$, dove naturalmente h deve essere il più possibile vicino a zero: in altre parole, è la velocità all'istante t del punto Q.

Tenuto conto che è il punto P o veicolo spaziale a possedere l'accelerazione $\vec{a}\,(t)$, applichiamo in questo punto, come si osserva nella figura 21, l'accelerazione $\vec{a}\,(t)$ determinata mediante lo studio del moto odografo. In questo modo otteniamo che il punto P, individuato dal vettore posizione $\vec{s}\,(t)$, è caratterizzato dai due vettori $\vec{v}\,(t)$ e $\vec{a}\,(t)$ che ne esprimono rispettivamente velocità e accelerazione.

Riferendoci all'accelerazione tangenziale e normale, l'azione della componente tangenziale all'accelerazione modifica l'intensità della velocità istantanea, mentre l'azione della componente normale varia l'orientazione della velocità, ossia devia il punto dalla traiettoria rettilinea.

9| ESPERIMENTO DI FIGURA 23 PER LO STUDIO DELLE CARATTERISTICHE DI VOLO DEL NUOVO VEICOLO

La figura 23 rappresenta un banco centrifugo atto ad evidenziare le libere rotazioni di una sfera rotante S_1 [7].

L'asse rotante 0 del motore M_2 è solidale col banco rotante B; il peso dei meccanismi di destra è controbilanciato dal peso P di sinistra. Sul banco B è disposta la cremagliera I sulla quale può scorrere una ruota dentata R portata in rotazione dal motore M_3 sorretto e direzionato dalla guida G.

Sul telaio del motore M_3 è disposta una forcella oscillante F rispetto all'asse verticale 0_1. Questa forcella, quando il motore M_2 viene azionato, può assumere diverse inclinazioni α rispetto ai tre assi nello spazio $x; y; z$.

Nell'interno della forcella F può scorrere liberamente il motore M_1 il quale porta in rotazione la sfera S_1 mediante l'asticciola l. Regolando opportunamente la velocità dei motori $M_1; M_2; M_3$, nonchè comandando i rispettivi versi di rotazione dei loro alberi, la sfera S_1 si alza dal livello d'orizzonte X al livello o orizzonte X_1. Il motore M_3 compie un movimento di «avanti e indietro».

«d_3» rappresenta la rotazione con traiettoria circolare compiuta dal banco centrifugo B.

La traiettoria di rivoluzione del motore M_1, quando tutti i motori sono alimentati è di tipo spiraliforme variabile (curve ad otto tratteggiate in figura). Per effetto della composizione dei moti sulla sfera S_1 essa sale o si abbassa facendo scorrere il motore M_1 in su o in giù entro la forcella o slitta F.

Con questo apparecchio è possibile lo studio accurato di vari effetti, ricavare dati sperimentali utili per il volo reattivo del nuovo veicolo. In sostituzione della sfera potrà mettersi più proficuamente un anello come già si è fatto nelle precedenti figure.

Quando tutti i motori vengono alimentati, a seconda di come oscilla la forcella F (essa può piegarsi verso destra come in figura oppure verso sinistra a seconda di come si comanda il motore M_3), la sfera S_1 nelle sue rivoluzioni traccia nello spazio delle traiettorie a forma di otto diversamente inclinate rispetto al suo piano equatoriale iniziale. Una traiettoria di questo tipo è indicata con d_4 in figura.

Con un radio-comando si libera la sfera S_1 dal punto di vincolo del moto N. In N_1 è alloggiato un micro-radioricevitore, quando un impulso radio viene trasmesso il micro-radioricevitore aziona lo sganciamento della sfera S_1 per mezzo di un comando elettro-magnetico posto in N_2. La sfera S_1 trovandosi svincolata dall'asticciola l che imprimeva alla sfera stessa la citata traiettoria d_4 sale ora liberamente nello spazio.

Relativamente al punto nello spazio della traiettoria d_4 in cui viene liberata la sfera S_1 animata dai movimenti citati, la sfera o sale verso l'alto oppure viene accelerata nella sua caduta verso il centro del sistema o asse 0, oppure viene lanciata in modi diversi. In tutti i casi cade poi definitivamente verso il suolo. Tali effetti perdurano nella sfera rotorivuluente fintanto che permangono i movimenti stessi ad animare la sfera, esaurendosi detti movimenti la sfera in entrambi i casi cade poi verso terra. Nell'istante nel quale la sfera viene liberata sfugge quasi subito secondo la tangente (verso l'alto o verso il basso) in quanto il moto con traiettoria sinuosa V_y cessa quasi all'istante.

Gli esperimenti condotti con l'apparecchio di fig. 23 ci mettono in grado di presumere talune caratteristiche di volo che tipicizzerà il nuovo veicolo.

Durante il suo volo il veicolo apparirà ad un osservatore terrestre con la parte anteriore inclinata verso il basso, come si verifica nell'esperimento di figg. 4, 5, 9. In tali figure ed in modo ancor più evidenziato nella figura 23 l'asse equatoriale della sfera è inclinato rispetto all'orizzonte X_1 di β gradi.

Tale veicolo inoltre prima di ogni virata lo si vedrebbe ondeggiare attorno al suo asse principale ciò a motivo del suo rapido moto composito in cui le rapide evoluzioni a base di scatti non possono che farlo apparire continuamente oscillante sia durante le stasi [13] che durante le virate.

Se tali veicoli volessero competere con la reattività della rotazione terrestre quindi con essa interagire gravitazionalmente al fine di creare in essi un'utile azione di sostentamento, all'osservatore terrestre apparirebbero come lanciati in rapidissima corsa con una traiettoria parallela all'orizzonte [14], ma su questo piegati con un angolo molto acuto. Il loro procedere è in un assetto di

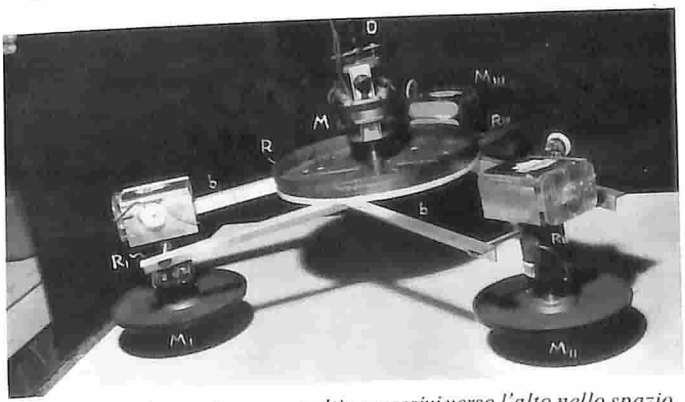


Fig. 24 - Macchina volante per salti successivi verso l'alto nello spazio.

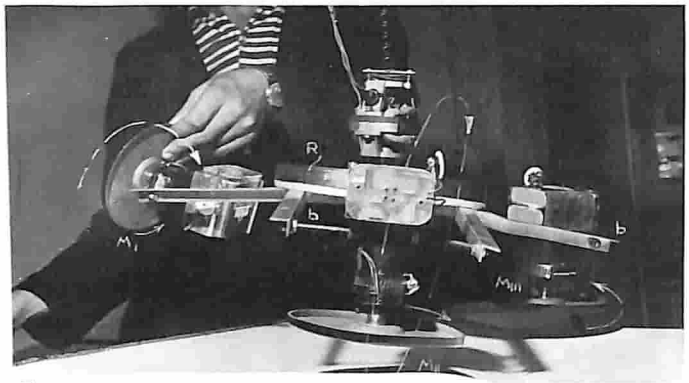


Fig. 25 - Mostra una posizione particolare della macchina di figura 24. Si osserva come le piccole masse rotanti MI, MII, MIII, possono passivamente subire la precessione giroscopica o attivamente generarla. Esse possono coi loro motori rivoluzionare entro le forcelle con braccia b come indica la freccia. Dipendentemente dal senso di rotazione della massa rotante R si ha un moto composto ascensionale al variare delle rotazioni per verso e velocità delle masse rotanti MI, MII, MIII.

volo di tipo inclinato rispetto alla linea dell'orizzonte X, X1 (fig. 23) similmente a quanto si verifica in figura ossia con la prua rivolta verso il basso in un assetto di volo che apparirebbe deportante.

Questi rappresentano solo una parte dei risultati che ottenni dai miei studi ed esperimenti che sviluppai dal 1952 al 1956 [2].

Tali sono gli effetti che si ottengono dalla sfera S_1 rotorivoluente. L'avanzare del veicolo è in posizione obliqua rispetto alla Terra.

Immaginiamo un aeroplano volante di traverso e con un accentuato sbandamento rispetto al suo asse verticale. La discesa verso Terra poi si verificherebbe con una planata dondolante, come una foglia che si stacca dall'albero, se durante la planata dovesse poi riprendere il volo verso l'alto ciò si osserverebbe come uno slancio in avanti. Sarebbe uno scatto non in posizione orizzontale ma inclinato in base con un angolo prestabilito sull'orizzonte quasi fosse coricato il suo asse equatoriale.

Tutto ciò si verifica in modo rigoroso sulla sfera S_1 sia che soggiacia al banco sperimentale di figura 23 sia che fatta libera di organi vicarianti del moto esterno, comportandoli nel suo interno, si costituisca elemento reattivo a sè stante. La parte più interessata della sfera S_1 è ovviamente quella della sua massima circonferenza o corona esterna. Una corona rotante che ha in sè organi propulsori di moto composito come si è descritto costituisce un veicolo avente prerogative di volo spaziale.

Con l'apparecchio di fig. 23 si possono condurre una molteplicità di esperimenti variando secondo certi valori sia le velocità che i sensi di rotazione degli alberi dei vari motori. Si può mantenere inattivo uno o più motori ed aumentare gradatamente una data velocità a ricominciare dallo zero nel mentre si passa da un senso rotatorio a quello contrario. Per brevità ho descritto e descrivero in sintesi nelle figure gli esperimenti su tutti i presenti dispositivi e apparecchi che realizzai, esperimenti che a quell'epoca mi sono sembrati i più significativi. Essi permettono di sperimentare il moto oscillatorio del veicolo come reazione giroscopica all'azione eolica laterale ed incidente, il moto pendolare di questi veicoli ed il loro rollare lungo i bordi nonché le loro virate e le coppie di reazione giroscopica, gli stazionamenti di taglio, il loro stazionamento a "punto fisso nello spazio" e la caduta a "foglia morta" ed infine permettono di simulare abbastanza bene sia il decollo che l'atterraggio e come si sviluppa e governa la navigazione nello spazio, provocando anche imbardate e picchiate come fossero scivolate d'ala, ecc.

10 | MACCHINA VOLANTE PER SALTI SUCCESSIVI VERSO L'ALTO

Senza uscire dall'ambito dei principi citati, in diversi modi possono essere realizzati i tipi di veicoli propulsi da masse rotanti multiple e rotorivoluenti. Si è dimostrato praticamente come il veicolo anche se dotato di una sola massa rotante di forma anulare possa solcare lo spazio. In generale tutti questi veicoli sono degli acceleratori reversibili [11], perlomeno così ho pensato di chiamarli. Si veda ora il veicolo spaziale a masse rotanti multiple non sovrapposte e non coassiali [12]. In esso la salita verso l'alto si verifica per salti successivi, nel vuoto planetario anche piccoli accumuli di spinta producono notevoli velocità al veicolo, non sembrandomi eccessivamente pratico tale modo di viaggiare in prossimità della Terra verrà ripresa al capitolo successivo la descrizione dei veicoli ad una sola massa rotante.

Nella figura 24 si realizza una macchina volante per salti successivi verso l'alto [7]. Il motore *M* porta in rotazione la massa rotante *R*. A questa massa rotante sono applicati solidali le braccia b. Alle estremità delle braccia ruotano le masse rotanti *MI, MII, MIII*, per mezzo dei motori *RI, RII, RIII*. Invertendo sequenzialmente la polarità della tensione elettrica di alimentazione di ogni singolo motore le masse rotanti possono ruotare nei sensi voluti. Variando la tensione di alimentazione la velocità di rotazione angolare di ogni singola massa rotante varia da zero fino ad un valore massimo. I sensi contrapposti o concordi di rotazione delle varie masse rotanti nonché il dosaggio esatto delle velocità angolari di ogni singola massa rotante, permettono di far sobbalzare verso l'alto la macchina dando la possibilità di cronometrare la durata del tempo per il quale il dispositivo si lancia verso l'alto e poi ricade.

Le massi rotanti *MI, MII, MIII*, per l'effetto giroscopico nella fase dell'esperimento subiscono altresì la precessione giroscopica entro la forcella costituita dal telaio aventi le braccia b. Come indica la fig. 25, l'esperimento dimostra come una massa *M* può ruotare entro il telaio. Per rendere ogni movimento totalmente indipendente i motori *MI, MII, MIII*, devono essere radiocomandati sia nella loro accensione che nella loro commutazione atta a definire il senso di rotazione. Ogni singola fonte di alimentazione è autonoma con le proprie batterie, come mostra la fig. 26.

Se l'intero dispositivo viene alloggiato entro un elemento reattivo, del tipo illustrato in fig. 8a, ma ovviamente con un diametro maggiore, quando ha compiuto il primo salto verso l'alto, nella caduta le resistenze aerodinamiche dell'aria contro la superficie interna di tale elemento rallentano la caduta della macchina verso il suolo; il dinamometro che sostiene la molla indica la perdita di peso. Coordinando nel modo opportuno i sensi rotatori delle masse rotanti prima che la macchina precipiti a terra e sfruttando altresì la resistenza aerodinamica dell'aria mentre il dispositivo si trova ancora sospeso nell'aria, esso compie un nuovo sobbalzo e così per salti successivi sale verso l'alto. La macchina può dunque volare nello spazio per scatti successivi, superando il punto di vincolo, rappresentato con 0 in figura 24.

Se l'esperimento si effettua imprimendo con la mano un moto rototraslatorio alla macchina prima di animare

i moti delle masse rotanti, il dispositivo sintetizza e compone anche questo movimento e i problemi del moto totale della macchina diventano ancor più interessanti via via che si comandano i moti delle masse rotanti medesime. Questo tipo di esperimento offre la possibilità di realizzare un veicolo che può salire nello spazio per salti successivi e non con una traiettoria regolare di volo come invece si può realizzare con veicoli già visti in questo lavoro di cui ulteriormente si tratterà nei successivi capitoli.

11| RIEPILOGO DEGLI ESPERIMENTI SULLA SFERA ROTORIVOLUENTE S_I

Un motore M_I imprime alla sfera un movimento attorno al suo asse polare, fig. 2. Una fune flessibile C sostiene il tutto. Al punto di vincolo p_I viene impresso un movimento traslatorio in modo che si verifichi una traiettoria secondo un'orbita ellittica o circolare d_I.

Sulla sfera agiscono allora due moti: uno di rotazione attorno al proprio asse principale polare (v_x) e rappresentato con la freccia 1 in figura, e l'altro con traiettoria di tipo sinuosa secondo una spirale di rivoluzione mutevole con moto V_y rappresentata con d_I.

In fig. 3 e 4 si inverte il verso di rotazione v_x come indica la freccia 2, la sfera si solleva nello spazio e per la contemporaneità dei due movimenti v_x e V_y sconcordi, si trasferisce dal livello 0 portandosi a rotorivoluire a livelli superiori.

In fig. 7 si verifica la contemporaneità dei moti rotatori aventi versi contrari v_x antiorario e V_y, orario, la sfera S_I si alza dalla superficie terrestre di un angolo α.

Volendo applicare la sola azione di forza centrifuga per sollevare la sfera S_I allo stesso livello senza che la stessa ruoti su se stessa con velocità angolare ω_x con verso opposto a V_y occorre sviluppare sul punto di vincolo p_I una forte componente V_y di velocità di rivoluzione centrifuga come se si trattasse di far roteare un sasso con una fionda. Si conclude che, come dimostrano le figure 3 e 5 e successivamente la figura 23, il sollevamento della sfera si ottiene indipendentemente dall'azione principale centrifuga che acquista invece una funzione d'ordine secondario. **La sola forza centrifuga perde dunque il suo ruolo primario di unica forza a tutt'oggi nota per vincere la gravità,** escludendosi ovviamente le forze di spinta a getto e ad elica e dei gas leggeri. Tali effetti di sostentamento si sono ottenuti sottoponendo la sfera S_I a due moti contemporanei a versi opposti.

Nella figura 3 e successivamente nelle fig. 23 l'effetto è ulteriormente amplificato. In esse infatti perturbando con più forza la naturale precessione del movimento della sfera S_I, quasi fino a contrastarla completamente, la sfera subisce allora una violenta componente di spinta di lancio verso l'alto.

Nella figura 23 si notano le traiettorie d_3; d_4 di tipo a forma di otto inclinate in modi diversi. In esse le cavità dei rami di spirale sono opposte a quelle omonime generandosi delle traiettorie con rami opposti, a simmetria e ad aperture variabili. Dipendentemente al punto di traiettoria nel quale la naturale precessione della sfera viene ad essere perturbata, la sfera stessa o accelera la sua caduta verso terra oppure sale verso l'alto. In questo lavoro si tratta soprattutto di questo secondo effetto. Questo effetto si evidenzia inoltre tanto più quanto più si aumenta la velocità di rotazione dei punti A periferici materializzanti la sfera e considerati disposti sui paralleli della stessa giacenti su tutte le latitudini.

12| CONSIDERAZIONI CHE DERIVANO PER APPLICAZIONI PRATICHE DI PROPULSIONE AI NUOVI VEICOLI

1) Si può pensare l'assieme come una cella planetaria indipendente, qualora i punti A di un corpo ruotanti con velocità periferica v_x giacciano in un sistema traslatorio secondo un'orbita V_y, in cui si verifica in prevalenza discordanza nei versi dei moti stessi.
2) Tale cella planetaria può opporsi alla traslazione(gravitazione) del sistema principale al quale appartiene [15].
3) Ogni cella planetaria indipendente costituisce un sistema inerziale indipendente.
4) Nelle celle di spazio dipendenti si sviluppa l'attrazione gravitazionale. Esempio: sulla superficie terrestre i corpi hanno un peso così come i punti rotanti A della sfera S_I rotorivoluenti secondo la traiettoria sinuosa V_y gravitano verso il centro della stessa sfera [16].
5) Gli esperimenti realizzano un sistema planetario indipendente che reagisce nei confronti del sistema inerziale terrestre. La sfera S_I rifiuta la restrizione spaziale primitiva per portarsi a rotorivoluire in altre celle spaziali [15].

La sfera sia che salendo verso l'alto rifiuti l'attrazione terrestre sia che verifichi una diversa caduta di accelerazione verso terra e ciò fin che permangono le componenti rotatorie dei moti v_x e V_y rispettivamente di rotazione e di rivoluzione, naviga nello spazio così come la Terra si "sostiene" nello spazio mentre rivoluziona attorno al Sole.

Un'altra pratica considerazione sarà quella che, realizzando in base a tale esperimento un veicolo capace di solcare lo spazio planetario, esso non presenta le limitazioni offerte dal "volo" a reazione.

Una delle limitazioni fondamentali di questo sistema di propulsione è il rapporto di massa tra propellente e peso dei motori, nonché dei materiali da trasportare, ciò implica l'impiego di costosi e potenti mezzi di spinta.

Questi nuovi veicoli per librarsi nello spazio non richiedono necessariamente i carburanti convenzionali. Per altro verso sarà ridotta la emissione di raggi infrarossi, comè noto questi raggi segnalano la presenza dei veicoli. Anche le loro basi offriranno maggiore segretezza.

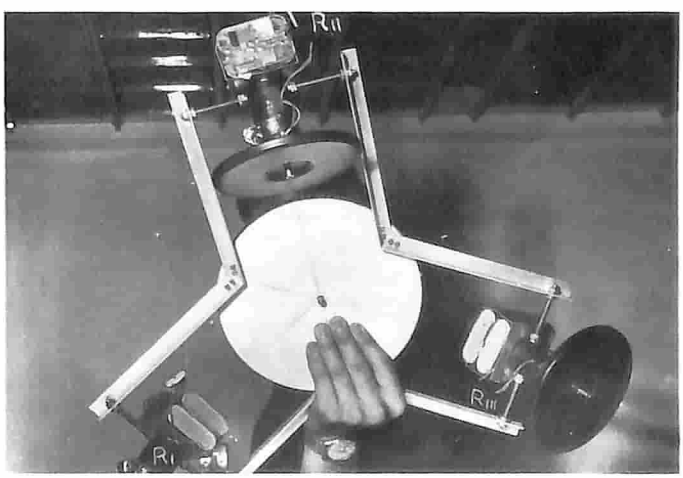
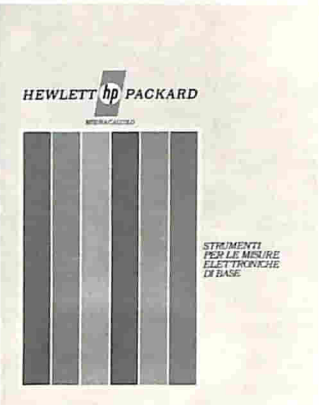


Fig. 26 - Vista di sotto della macchina delle figure precedenti. Si osserva come i motori RI, RII, RIII siano dotati di alimentazioni indipendenti. Ciascuno di essi viene azionato su radiocomando sia per comandare la velocità di rotazione delle masse rotanti con velocità angolare ω_x attorno ai loro assi, sia per comandare il verso di rotazione di ognuna.

"STRUMENTI PER LE MISURE ELETTRONICHE DI BASE" CATALOGO SPECIALE PUBBLICATO DALLA HEWLETT-PACKARD



Nell'intento di agevolare il compito di chi lavora nel campo delle misure elettroniche e precisamente nei laboratori di ricerca e sviluppo, sulle linee di produzione, nelle applicazioni di assistenza e di riparazione, la Hewlett-Packard ha recentemente pubblicato un catalogo in italiano che ha per titolo "Strumenti per le misure elettroniche di base".

Gli strumenti elencati in questo catalogo comprendono una parte dei più diffusi e largamente usati strumenti elettronici di misura Hewlett-Packard, quali: oscilloscopi, contatori elettronici, voltmetri e multimetri, generatori di segnali, analizzatori di segnali, alimentatori, ecc.

Il catalogo, stampato in bianco e nero, è composto di 48 pagine ampiamente illustrate, delle quali due dedicate ad un rapido sommario sulla gamma Hewlwtt-Packard di prodotti di misura e di elaborazione, gamma costituita oggi da ben 3400 prodotti.

Questo catalogo, che è già in distribuzione, potrà essere spedito a chiunque ne faccia richiesta alla Hewlwtt-Packard Italiana - Ufficio Pubblicità - Via Vespucci, 2 - 20124 Milano.

NUOVO SISTEMA AUTOMATICO S.S.WHITE PER LA TARATURA DEI CRISTALLI DI QUARZO

La S.S.WHITE ha messo a punto un nuovo sistema, l'Airbrasive TM AJM, atto a tarare in maniera semplice e veloce i cristalli di quarzo da 10 kHz a 1 MHz.

È stato calcolato che nei prossimi due anni verranno prodotti circa 10 milioni di orologi con oscillatore al quarzo. Questo numero è limitato solo dalla carenza di circuiti integrati, per orologi, presenti sul mercato.

In genere i cristalli di quarzo non sono prodotti con la tolleranza necessaria per garantire il buon funzionamento dell'elettronica dell'orologio.

Quindi ogni cristallo prima di venire utilizzato deve essere portato alla frequenza richiesta.

Nel caso di quarzi per orologi, la frequenza, prima della taratura, oscilla generalmente fra 32.068 Hz e 32.700 Hz. Con una abrasione che modifica la frequenza di risonanza del cristallo, il nuovo sistema S.S.WHITE provvede a tarare i quarzi alla frequenza richiesta di 32.756 Hz (± 10 PPM).

Esso è composto fondamentalmente da:

- *Un sistema elettronico per il controllo della frequenza del quarzo prima e durante la taratura.*
- *Un sistema elettromeccanico molto sofisticato per il controllo del getto di abrasivo e per l'arresto automatico una volta che il quarzo è tarato.*

Per ulteriori informazioni rivolgersi alla PERIMEL S.p.A. - Milano P.zza De Angeli, 7 - telefono 48.32.48 - 48.31.53.

Sullo stesso principio degli esperimenti eseguiti si potranno realizzare satelliti artificiali transitanti su orbite a quote basse, inferiori a 150 chilometri d'altezza. Per i satelliti convenzionali al di sotto di tale quota manca, come già si è accennato, il carattere della locomozione spaziale, che é quello di richiedere una "spinta continua" allorché il satellite, ad esempio, viene inserito in orbita, punto nel quale esso raggiunge uno stato di equilibrio dinamico fra l'attrazione terrestre e la forza centrifuga destata dal suo moto circum-terrestre. I vantaggi che offrono invece i nuovi satelliti ruotanti su orbite "basse" e con capacità di trasferimento su diversi piani orbitali sono diverse.

Se usati come ponti ripetitori radio trovandosi più vicini alla Terra convoglierebbero fasci d'onde più intensi verso i ricevitori a Terra.

Tali satelliti o capsule propulse dalla nuova energia ciclo-reattiva si costituiscono elementi reattivi a se stanti e possono immediatamente invertire la loro rotta per recarsi in altre zone del globo. Portandosi inoltre su orbite basse avranno la possibilità di più dettagliati rilevamenti della superficie terrestre.

Questi nuovi veicoli opponendo il loro proprio campo di gravità locale a quello del pianeta è prevedibile che possano attraversare senza rumore di sorta la barriera del muro del suono che produce il caratteristico «bang-bang». Il campo di forza sviluppato dal veicolo procurerebbe un vortice o cono di rottura verso il campo di gravità terrestre ed è presumibile che ciò possa agire sull'atmosfera, trascinando con sè le «molecole» dell'aria circostante. Queste ultime parzialmente attratte verificherebbero una lenta decantazione dopo il trascinamento iniziale e l'impatto per il superamento di tale barriera subirebbe modificazioni, ciò sarà da verificare [16]. Ai capitoli 14, 15, e 17 ancora si tratta della gravità interna del veicolo.

Ad un osservatore terrestre che osservi il «volo» di uno di questi veicoli in taluni momenti apparirebbe immobile nello spazio pur non essendolo nella realtà. Ciò in quanto, mentre il veicolo ruota attorno al suo asse polare principale con velocità angolare ω_x, prosegue la sua traslazione di moto sinuoso con traiettoria V_y coincidente con quella della rotazione terrestre (fig. 1). Oppure la sua larga maglia di spirale che sta compiendo nello spazio (moto traslatorio secondo la componente V_y) realizzata compositamente dal veicolo che ha computato altresì tutti gli effetti attrattivi terrestri, appare ad un osservatore terrestre come fosse immobile nello spazio. Tutti questi effetti appaiono tali assieme ad altri facilmente intuibili trattandosi di riferimenti di velocità relative. Dopo un apparente arresto il veicolo apparirebbe come se si spostasse rapidamente con uno scatto improvviso per trasferirsi in un'altra zona dello spazio. Di un altro tipo di "stasi nel cielo" si parla nella seconda metà del capitolo 9.

Il veicolo apparirebbe inoltre leggermente sfuocato ciò per la nota rotazione continua attorno al proprio asse verticale. Inoltre tale rotazione procura al veicolo oscillazioni di tipo precessionali quando lo stesso deve mutare la rotta.

13 | SULLA BASE DEI PRECEDENTI ESPERIMENTI SI REALIZZA IL NUOVO VEICOLO SPAZIALE

In figura 9a nella ruota R i punti A ruotano attorno all'asse 289 con velocità angolare ω_x. Nel contempo la ruota è animata da un movimento traslatorio spiraliforme V_y nella sua corsa sulla superficie del pianeta. Per i

princìpi citati la ruota R si solleva al livello X_1 disponendo l'asse equatoriale, prima orizzontale, verticalmente, posizione 1 in figura.

La ruota R è dotata di moti propri impressi da un apparato motore M_1 rotante (E è la parte fissa interna) essa quindi non li riceve più tramite una trasmissione esterna l come nel caso di fig. 8.

In figura 9a per i principi citati si verifica l'ascensione della corona o ruota R con una spinta di segno opposto a quella della forza di gravità, la traiettoria di moto indicata con V_y dovrà continuare ad esistere.

È ovvio che quando la corona R si solleva nello spazio manchi l'attrito della piccola ruota motrice 0 verso il suolo. La ruota motrice 0 azionata dal motore M_1 assicurava la persistenza del moto a terra con traiettoria V_y.

Dopo la primitiva corsa ed il relativo moto d'inerzia (lancio secondo la tangente nel punto nel quale la corona R abbandona la pista) rappresentato da un tratto di V_y saranno necessari mezzi di spinta d'altra natura, per garantire alla ruota o corona R ormai nello spazio libero, e di poco sollevata dalla pista o pavimento, il necessario rifornimento della componente con moto sinuoso V_y. Tali mezzi aggiuntivi di spinta, segnati in figura con 135' e 135", verranno descritti nelle figure successive. In generale possono essere dei getti di spinta ad essi non è richiesta la totale «forza» di spinta per il sostentamento.

Come si è riferito verso la metà del cap. 7, **il contributo sostanziale energetico al sostentamento del veicolo, atto a stabilire la portanza, è consumato dalla energia necessaria per portare in rotazione la massa rotante o ruota R attorno al proprio asse.** Tale rotazione verifica l'effetto antigravitazionale di spinta verso l'alto in funzione del fenomeno traslatorio ciclo-reattivo. Pur avvenendo la traslazione parallela al terreno, l'effetto finale è quello di una spinta verso l'alto del veicolo; la traiettoria risultante di moto avrà un andamento pseudo-sinuoso, spazialmente parte della terra diretta verso l'alto.

Parlare del peso di un corpo in movimento ha un significato relativo. Possiamo tuttavia dire che l'effetto antigravitazionale via via che sospinge il veicolo verso gli strati atmosferici più alti, più il veicolo diminuisce il suo peso.

Via via che la ruota R si solleva perde in gran parte il suo peso, il sospingerla secondo la traiettoria V_y sarà al limite «come dover spostare un voluminoso involucro che incontra la sola resistenza aerodinamica dell'aria». Dovendosi rispettare un traiettoria sinuosa di come era indicato nelle figure 3 e 12, ci si dovrà servire nello spazio atmosferico di alettoni o timoni di guida ovvero di getti di spinta direzionabili.

Trovandosi la ruota R al livello X_1, saranno necessari gli stessi piccoli getti o timoni sopra citati per disporla nuovamente col suo asse equatoriale in assetto orizzontale. Disposta nuovamente secondo tale assetto (posizione orizzontale 2 di fig. 9a) così come si operava nelle figure 3, 4 e 5, a mezzo dell'asta l per la nota combinazione dei moti v_x e V_x, essa nuovamente si solleverà fino all'orizzonte X_2, ciò come se fosse virtualmente comandata dal punto p_3.

Sarà dunque necessario ridisporre il suo asse equatoriale, ora in assetto verticale, nuovamente sul piano orizzontale, e così ripetuti si succederanno uno dopo l'altro i nuovi gradienti di spinta verso l'alto e riferibili rispettivamente ai punti: p_4, p_5, p_6, p_7, p_8,... p_{n-1}, p_n la ruota volerà verso l'alto librandosi nello spazio.

La ruota R o anello volante ha una parte centrale o carico che non entra in rotazione utile con velocità angolare ω_x attorno all'asse 289. Tale parte, o nocciolo centrale E non ruotante forma la carrozzeria fissa. Essa rappresenterà un carico passivo e pertanto la ruota R, osservandola relativamente in corrispondenza al suo primo gradiente ascensionale p, verrà a trovarsi ad un livello sull'orizzonte leggermente inferiore ad X_1 se il peso passivo di tale carico è trascurabile rispetto al peso attivo della corona o ruota R rototraslante nello spazio.

Nello spazio, non più a contatto con la pista di lancio, la ruota R percorrerà una traiettoria con moto spiraliforme (componente V_y). Tale velocità non dovrà necessariamente aumentare rispetto a quella che le era stata impressa a terra dalla ruota motrice 0.

Il rifornimento di spinta dei getti alimentanti la V_y andrà via via riducendosi quanto più il veicolo o ruota R raggiungerà gli strati più alti dello spazio.

Nel presente lavoro quando ci si riferisce al moto sinuoso V_y, in realtà esso diviene un moto risultante complesso anche quando il veicolo abbandona la pista a terra per salire nello spazio mentre permane la sollecitazione V_y.

Questi veicoli potranno preferibilmente avere l'abitacolo al disopra della massa rotante. Allorquando discendono a "foglia morta", che altro non é se non un modo d'effettuare la picchiata, perderanno di quota oscillando e imbardando.

Tale azione può essere corretta utilmente dagli aleroni (alettoni) che inoltre saranno utili quando tali veicoli non sfruttano per il loro decollo e atterraggio l'effetto composito di masse reattive affiancate o sovrapposte, ma sfruttano l'effetto di una sola massa rotante.

I veicoli a masse reattive affiancate o sovrapposte appaiono allora come fossero due piatti uno rovesciato sull'altro ed esisterà un intervallo fra le due masse libratrici, quasi esistesse una linea di separazione. In questi veicoli come organo motore può esistere un unico rotoreattore pur essendoci masse rotanti multiple, capitolo 15 e fig. 31.

Il veicolo di fig. 9 e 9a realizza un girante che gira intorno al suo asse verticale.

Il mantenimento del moto sinuoso con traiettoria V_y dell'aeronave é affidata all'azione coordinata di due o più getti 135', 135"... e a due o più aleroni mobili 136, 137, posti all'estremità opposte di un diametro della parte fissa della carrozzeria del veicolo.

Quando nell'atmosfera la massa rotante del veicolo ruota su se stessa a grande velocità angolare ω_x, i due aleroni 136, 137 operano, in virtù della precedente spinta cinetica, a mantenerlo l'uno nella direttrice orizzontale di volo garantendo la traiettoria sinuosa d'avanzamento V_y, mentre l'altro collabora attivamente a mantenere il sostentamento del veicolo dall'altra estremità in modo che "non ceda di quota" e non perda quindi il vantaggio d'essersi sollevato precedentemente da quella parte per effetto giroscopico.

Nella fase successiva, quando il veicolo si alza dall'altra parte, la funzione dei due aleroni si inverte. Al cap. 7, III e IV capoverso, si é spiegato fenomenologicamente come avviene il sostentamento in virtù dell'effetto ciclo-reattivo.

Durante il volo il veicolo assumerà frequentemente una posizione obliqua, il suo sostentarsi è di tipo reattivo con una "incidenza di volo negativa". Si ha quindi lo sviluppo di una "componente" orizzontale traente della "spinta verticale". *(continua)*

BIBLIOGRAFIA E NOTE

[1] R. Zambelli: "Proemio di astronomia, geofisica, geologia" (1973) 133. Ed. Istituto Italiano edizioni Atlas - Bergamo.

[2] A. Basso-Ricci: «Prove sperimentali riguardanti il nuovo principio antigravitazionale applicato alla sfera ed al primo veicolo spaziale» di 35 pagine più disegni (1960) e «Descrizioni tecniche dei primi veicoli spaziali a propulsione reattiva» 56 pagine più disegni 1960 (estratti dai lavori condotti dal 1952 al 1956). Dep. Not. (1961) - Milano.

[3] G. Castelfranchi: «Fisica sperimentale e applicata» (1961) 201.206 Ed. Hoepli - Milano.

[4] A. Basso-Ricci: «Le macchine incredibili ma...» (ottobre 1968) 1863-1874 - "Selezione di tecnica Radio TV" Ed. J.C.E. Cinisello Balsamo (Milano).

[5] C. Colombo: «Manuale dell'ingegnere» (1947) 108. Ed. Hoepli - Milano.

[6] E. Perucca: «Dizionario d'ingegneria» (1953) F.M. 218. Ed. Unione Tipografico-Editrice Torinese.

[7] A. Basso-Ricci: «Sfruttamento di nuove forze energetiche per veicoli spaziali» (1962) 24. 25. 34. 35. 46. 47. Dep. Minist. - Roma.

[8] B. Finzi, M. Pastori: «Calcolo tensoriale e applicazioni» (1961) 330. 331. 369. Ed. Zanichelli - Bologna.

[9] L. Errico A. Vespi: «Fisica Oggi - I Meccanica» (1971) 37. 42. Ed. Loescher - Torino.

[10] L'alerone si trova di fatto esattamente nella parte opposta, ossia all'estremità del diametro della parte fissa (carrozzeria 290) la quale si é invece alzata diagonalmente con una inclinazione verso l'alto del piano equatoriale della ruota R. Successivamente invertendosi la terza percorrenza a terra del ramo di spirale percorsa dalla ruota 33 sulla pista di lancio (come rappresentato in fig. 9) il veicolo, per i principi citati, tende ora ad innalzare il suo piano equatoriale dalla parte esattamente opposta alla precedente, essa come sopra detto era stata alzata dall'effetto giroscopico e mantenuta poi a quel livello dagli alettoni durante la sua corsa a terra. In tale assetto sarà dunque rientrato l'alettone 136 e sarà invece uscito un alettone dalla cavità 283 che si trova diametralmente opposta. Il veicolo 290 per l'effetto giroscopico e conformente ai principi citati si alzerà ora da quest'altra parte mentre quella diametralmente opposta non ricadrà trovando il suo sostentamento in virtù della fuoriuscita dell'alettone dalla cavità 283.

[11] Col nome "acceleratori reversibili" si possono indicare questi nuovi veicoli che per le loro caratteristiche di volo sono oggetti che possono salire e scendere nello spazio con versi qualsiasi. Essi non seguono le ordinarie leggi della accelerazione gravitazionale e sviluppano altresì una accelerazione mutevole sia in campo positivo che negativo.

[12] A. Basso-Ricci: «Motori a masse rotanti ed oscillanti - Veicoli capaci di spostarsi a terra in aria o nel vuoto» (1967) da pag. 19 a 45. Dep. Minist. - Roma.

[13] Verrà spiegato più avanti come il veicolo possa stazionare ed apparire verticalmente "immobile nel cielo". Più che una reale immobilità è una oscillazione a punto fisso nel cielo. Esso oscilla rispetto ad un suo diametro così come una moneta lasciata cadere sul pavimento oscilla prima di trovare il suo definitivo equilibrio. Un altro modo d'apparire stazionario nel cielo viene discusso verso la fine del cap. 12.

[14] Tale affermazione non deve favorire errate interpretazioni. Secondo i principi citati è pur vero che esiste la possibilità di competere con la reattività del movimento terrestre anche senza il passaggio attraverso gradienti successivi (cap. 4). Pensando ad un'unica "rapidissima corsa" mentre il veicolo ruota attorno al proprio asse bisognerà conoscere praticamente il valore di questa velocità e ottenerla se sarà possibile. La traiettoria secondo questa corsa apparirà come fosse lineare ma in realtà sarà un ramo di spirale a raggio molto molto ampio.

[15] A. Basso-Ricci: «Interazione dei campi rotazionali - La agravità - Veicoli spaziali basati sul principio che in essi si ricreano gli stessi movimenti dei pianeti». (1965) 1 a 25. Ed. A.S.A. (Associazione per le Scienze Astronautiche) - Roma - Allegato al G. 14 Marzo - Aprile 1965.

[16] L'effetto di gravità dovuto ai "punti" materiali rotante A della sfera S_1 verso il suo centro incomincerà a manifestarsi ad una data altezza dalla superficie terrestre. In altre parole internamente al veicolo dovrebbe svilupparsi una forza di gravità diretta verso il centro del veicolo medesimo. Tale effetto risulterebbe tanto più vistoso quanto più ci si allontana dal dominio della gravità terrestre.
Secondo le interazioni rotazionali i punti A sul pianeta non tendono a cadere verso il centro della Terra in quanto la stessa li attira, ma in quanto essi per i loro parametri rotatori interferiscono con la rototraslazione nello spazio del centro terrestre (fig. 1). Il valore, risultante dalla reciproca azione interrotazionale, assegna ai punti A come limite da raggiungere il centro della Terra.
Allo stesso modo si genera un campo di gravità, dovuto alla rotazione dei "punti" della massa rotante del veicolo, che agisce su ogni massa inerte prossima o interna al veicolo. Questa nota continua al capitolo 13/1.

[17] Recentemente è stato dimostrato con il radar che Mercurio non volge sempre la stessa faccia al Sole come si credeva, esso compie la sua rotazione in 58,6 giorni e la rivoluzione attorno al Sole in circa 88 giorni terrestri. Il Sole ruota attorno ad un suo asse quasi perpendicolarmente al piano dell'orbita terrestre. Nel suo cammino segue una traiettoria curva entro il campo gravitazionae della galassia, verso la costellazione di Ercole, su di un orbita elissoidale e non segue una traiettoria rettilinea come per semplicità è rappresentato in fig. 1.

[18] Tale traiettoria ha un andamento spiraliforme secondo i tre assi nello spazio. Nel presente lavoro per comodità viene indicato con lo stesso termine *Vy* anche la traiettoria.

RCA CLOSES ITS HISTORIC HARRISON, NEW JERSEY, PLANT 415 SOUTH FIFTH STREET

(Adjacent to Newark; 10 miles west of New York City)

To prepare for redevelopment of real estate, we have been authorized to dispose of

ELECTRON TUBE MFG. EQUIPMENT

Following is a partial list of Machinery & Equipment now on sale at the plant

SEALING & EXHAUST MACHINES

(37) RCA 16-Head Sealing and Exhaust Machines with Induction Furnaces, Vacuum Pumps, Rectifiers, RF Generators, Filament Lighting and Control Panels, Motor Drives and Electrics. These Machines Are Interchangeable to Produce Many Types of Miniature or Power Tubes.

TUBE TESTING EQUIPMENT

RCA Computerized Conveyor Type Tube X-Ray Testing Machine, Complete with Drives, Controls, Electrics and Digital Readout Consoles.
(4) RCA Automatic Conveyor Type Tube Testing Machines. Tests Gm, Shorts, Gas, Plate Current, Emission, and Opens. Complete with Electronic Detecting Equipment. Machines Designed to test 2100 Tubes Per Hour.
(140) RCA Semi Universal Twin Triode Tube Test Consoles. Tests for Shorts, Gas, and Plate Current. Complete with Instrumentation and Controls.

TUBE AGING EQUIPMENT

(2) RCA Fully Automatic Rotary Tube Aging Machines, Capacity 1120 Tubes Per Hour at an 18 Minute Aging Cycle. Machines Complete with Control Consoles, Motor Drives and Electrics.
Approx. 250 Tube Aging Racks, Complete with Timers and Controls. Equipped for Interchangeable Socket Sizes. Racks are equipped with Either Right or Left Hand Controls.
(18) Power Equipment Co. Rectifiers — Voltage In 220/60, Voltage Out 50-150V DC @ 40 Amps.
(50) Asst. Test Consoles and Stations.

FURNACES

(2) Hydrogen Furnaces, Conveyor Type, Complete with Transformers, Electrics, Instrumentation, Drives and Controls.
Electric Furnace Co. Conveyorized Brazing Furnace, 75 KW - 220 Volts, with Blowers, Pumps, Controls and Electrics.

FINE WIRE EQUIPMENT

(4) Vaughn Ring Blox 16 Die Cold Wire Drawing Machines, Type GF2, with Motor Drives and Adjustable Speed Controls.
(3) Multi Wire Fine Wire Cold Drawing Machines.
(7) Waterbury Farrel and Bradford Wire Rolling Machines.
(4) Meteor Type ME301 Wire Spooling Machines with AC Motor Drives and Controls.
(2) Barth Cleveland Wire Coil Winders w/AC Motor Drives & Controls.
(11) Asst. Double and Single Helical Coil Winding Machines.
(2) Balloffet Die Polishing Machines with Controls and Electrics.

FINE WIRE ANNEALING/DRAWING EQUIPT.

(100) Bench Model Hot Fine Wire Drawing Units, with Controls and Electrics.
(20) Hydrogen Fine Wire Annealing Units with Electrics and Spooling Devices.
(8) Hoskins Bench Model Electric Fine Wire Annealing Furnaces with Controls.
(8) Fine Wire Coating Machines with Hydrogen Furnaces, Automatic Spooling Equipment, Drives and Controls.

WIRE TESTING EQUIPMENT

Instron Tensile Testing Machine, Model 1130, with Digital Readout and Controls.
(2) Instron Universal Floor Model Testing Machines, Model TTC, with Chart Recorders.
(2) Instron Table Model Tensile Testers, Model TM, with Console Recorders.

GRID EQUIPMENT

(28) RCA Automatic Grid Winding Machines with Automatic Traying, Motor Drives and Controls.
(17) Sylvania Automatic Grid Winding Machines with Automatic Traying, Motor Drives and Controls.
(84) RCA Universal Semi Automatic Grid Lathes with AC Motor Drives and Controls.
(10) RCA Automatic Frame Grid Machines w/Motor Drives & Controls.
(13) RCA Automatic Grid Welding Machines with Feeders, Variable Speed Motor Drives and Controls.

TUBE EQUIPMENT

(2) RCA Tube Glass Cutting and Anode Sealing Machine Production Lines with Automatic Feed and Discharge, Complete with Drives, Controls and Electrics.
(6) 48-Head Bulb Cutting Tubulating Machines with Auto Hopper Feeders, Discharge Conveyors, Motor Drives and Controls.
(17) Rotary 24-Head Glass Stem Machines with Hopper Feeds, Motor Drives and Controls.
(100) RCA Automatic Stem Trimming and Forming Machines with Motor Drives and Controls.
(8) Rotary Multi Head Stem Trimming & Forming Machines with Drives and Controls.
(2) Metal Tube Exhaust Machines, 16 Head Capacity, with Vacuum Pumps, Motor Drives and Controls.
(8) Rotary Flat Press Stem Machines with Motor Drives and Controls.
(3) Tube Bulb Punch Out Machines with AC Motor Drives & Controls.
(12) Automatic Spade Winding Machines with Poly Auto Pac Units, Motor Drives and Controls.
(12) Asst. Spade Winding Machines with AC Motor Drives & Controls.
(4) RCA 42 Tube Capacity Tube Spot Knockers, for High Voltage Tubes, Complete with Power Supplies and Electrics.
(2) Rotary Tube Cementing Base Machines w/Motor Drives & Controls.
(8) Rotary Tube Base Soldering Machines with Index Tables, Motor Drives and Controls.
(3) Cathode Semi Automatic Coating Machines, Conveyor Type, with Spray Heads, Pressure Spray Tanks, and Related Equipment.

TWEEZER TYPE WELDERS

(300) Bench Model Tweezer Type Production Welders with Power Supplies, and Electrics: Taylor Windfield, Westinghouse and RCA.

TUBE SEAL WELDERS

(3) National Tube Seal Welders: (1) 400 KVA, (2) 75 KVA, with Rotary Indexing Tables, Welding Controls and Electrics.

MISC. EQUIPMENT

Drever Oxide Strip Carbonizing System (8" Strips) with 4-Station Spooler, Transformers and Electrics.
De Vilbiss Automatic Conveyorized Tube Spraying Line with Bake Oven, Soray Equipt., & Exhaust.
Precious Metal Plating Lines with Related Equipt. and Machinery.

DEGREASERS

Blakeslee Continuous Conveyor Type Solvent Vapor Degreaser, Model THLLUL, with Pumps, 12 x 21 x 7 Conveyor Baskets, Drives and Controls. S/N 17866.
(10) Asst. Type Degreasing Tanks w/Related Equipt. & Accessories.

TUNGSTEN WIRE DEPARTMENT

Machinery and Equipment to Manufacture Tungsten Wire — Includes 600 Ton Hydraulic Powdered Metal Press, Complete Tungsten Slug Treating System, Annealing Furnaces, Wire Drawing and Swaging Machines, Wire Drawing Tables, and Miscellaneous Support Equipt.

Sale Under Supervision of **DAVID WEISZ CO. *Auctioneers***

Plant Phone: (201) 482-1132

LOS ANGELES: 930 S. Robertson Blvd., 90035, U.S.A. (213) 655-4300
N. PALM BEACH, FLA.: 721 U.S. Hwy. One, 33408, U.S.A. (305) 848-2533
SAN FRANCISCO: 135 Post St., 94108, U.S.A. (415) 392-5050

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. C 1** sulla cartolina

Why is the 280 at $199 our fastest selling multimeter ever?

Ever since we introduced the 280 last year, sales have been breaking records.

The reasons are easy to understand. The 280 is a battery-operated portable, full-feature digital multimeter at less than the price of a precision analog meter. The 280 features a large three-digit LED readout, automatic polarity indication, automatic decimal point placement and out-of-range indication. The 280 is fully overload protected for reliability and has an industry-standard input impedance of 10 megohms for all voltage ranges.

It has High/Low power ohms ranges for accurate in-circuit measurements, not available on most analog meters. And digital accuracy (1% typical for DCV; 2% for ACV and ohms, except 2.5% on highest ranges) and digital resolution (1mV, 1μA, 0.1 ohm)—not available on *any* analog meter.

No compromises on range either—DC and AC voltage ranges to 1000V, DC and AC current ranges to 1000mA and ohms ranges to 10 megs.

Our fastest seller ever? We're not surprised.
In stock at your distributor.

B+K PRECISION
PRODUCTS OF DYNASCAN

In vendita presso tutte le sedi

G.B.C. italiana

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. C 2** sulla cartolina

Errori di misura e indeterminazione nei contatori elettronici

di B. Marin

La fisica metrologica è la scienza dell'errore, che fissa il campo di validità del numero ottenuto col controllo sperimentale.

I contatori numerici, apparecchi molto utili, non possono disgraziatamente venir meno alla regola dell'imperfezione casuale.

È noto che gli errori si classificano in errori assoluti, caratterizzati da un'unità di misura, e in errori relativi, senza dimensioni, sovente indicati sotto forma di percentuale. Nei montaggi che ci interessano, è inoltre necessario definire i termini di precisione e di esattezza, perché non rimanga nessun dubbio.

Si chiama *precisione*, il *grado di finezza* del *potere separatore* dello strumento, la *"delicatezza"* della sua *risoluzione, che influenza soltanto le ultime cifre* di un'*operazione di misura:*

$$\mu_i = (\mu_o + \delta\mu_o + \delta^2\mu_o) + \Delta\mu_o$$

con per esempio $\Delta\mu_o$ 0,1 μs.

Si designa come *esattezza, l'estensione possibile* all'indeterminazione:

$$\Delta\mu = \mu_2 - \mu_1 = (\delta\mu_o + \delta\mu_B + \delta\mu_\gamma) = \pm 1 \text{ ms}$$

Quando si addizionano le *precisioni* dei moduli, precisioni date dal costruttore, per determinare la *classe* di un apparecchio si cerca di ottenere la sua *esattezza.*

D'altronde, in questa prospettiva, conviene mostrare che il segnale incidente, la cui frequenza deve essere misurata, consiste in una successione di impulsi che comporta una certa quantità di rumore, diventa difficile determinare il *livello di sgancio ad hoc*, perché la regolazione di questo livello non è fissata (le realizzazioni più elaborate non sono certo esenti da questi fenomeni che creano delle perturbazioni aleatorie, difficile da rivelare perché correlate a altri processi probabilistici).

Si raccomanda di intraprendere le misure con l'onda di cui si sta eseguendo il conteggio, rivelata anche da un oscillografo, per determinare la polarità degli impulsi (quindi impiegare il selettore di "pendenza" dell'apparecchio nella sua posizione più conveniente) regolando in modo opportuno il livello di sgancio tra i picchi della dentatura accertata. Prese queste precauzioni, non bisognerà trascurare l'*errore di conteggio.*

Per un tempo di conteggio dato, le frequenze più alte saranno presentate con il massimo di informazione, mentre le più basse non saranno comunicate che grandemente affette da imprecisione.

I DIVERSI ERRORI

Errore di coincidenza

Quanto indicato in precedenza ha largamente messo l'accento sulla necessità di una perfetta coincidenza tra l'apertura di porta e l'onda iniettata, poi fra quest'ultima e la chiusura.

Poiché il segnale di base dei tempi è raramente sincronizzato col segnale di ingresso che arriva sul medesimo circuito di coincidenza (porta "ET") esiste sempre un errore di ± 1 unità di conteggio. Si stima che si tratti di una indeterminazione del valore di 1 digit. Si constata che, se vi è un funzionamento corretto inquadrando una successione di impulsi di conteggio, le decadi di lettura forniscono il valore esatto. Se l'impulso di sgancio si produce simultaneamente ad un altro ingresso, vi è una cattiva interpretazione. Sono stati approntati degli abachi che danno la percentuale di indecisione in funzione della frequenza per un errore di un'unità di conteggio.

La misura di una bassa frequenza di 10Hz sarà data con un'inesattezza del 10% a causa di questo errore di coincidenza. Sarà tale, d'altronde, *la ragione che porterà a preferire un conteggio di periodi nella banda visibile.*

Dato che la sequenza degli impulsi di sgancio, provenienti dall'apparecchio in prova, al di là del circuito di messa in forma (dentatura alternata a mezzo diodi o "trigger" di Schmitt), non è sempre in sincronismo con gli impulsi dell'orologeria che assicurano l'apertura e la chiusura della porta di conteggio, è possibile che un'impulso di sgancio appaia simultaneamente con un impulso di comando di

porta. Ne risulta che esso non sarà contato.

Indichiamo con f_c la frequenza del quarzo dell'oscillatore pilota del frequenzimetro, o frequenza dell'orologeria (serie di "campionatura") e con f_x la frequenza ignota del segnale. Nell'utilizzazione come misuratore di periodi, un cronometro conterà:

$$N_p = \frac{f_c}{f_x} \text{ impulsi}$$

Con un segnale di porta di una durata uguale al secondo, il numero di impulsi registrati sarà:

$$N_f = f_x$$

La *frequenza di ricoprimento* f_o, per il quale $N_p = N_f$ è:

$$N_p = N_f = f_x = \frac{f_c}{f_x} = f_o$$

da cui: $f_o = \sqrt{f_c}$

I segnali che si presentano con valore inferiore a f_o dovranno di preferenza essere misurati con un periodimetro; invece quelli con frequenza superiore a f_o dovranno preferibilmente essere determinati con frequenzimetro. La scelta è stabilita dalla ricerca dell'errore minimo ε. Sono stati preparati degli abachi che si basano su questa degradazione della precisione. Così a f_o Hz l'errore di coincidenza di $\pm$ 1 unità di conteggio è di $100/\sqrt{f\varepsilon}$ per cento.

Errore di stabilità

La base dei tempi, che abbiamo accennato più sopra, determina l'apertura e la chiusura del circuito di coincidenza. Nella maggior parte dei casi, un oscillatore a quarzo procura una sinusoide di riferimento, che un formatore (dispositivo di sgancio di Schmitt) converte in impulsi di conteggio.

Tali oscillatori sono eccezionalmente precisi e stabili, ma succede che essi slittino un poco, durante l'impiego, in funzione della temperatura. Di conseguenza conviene regolarli occasionalmente utilizzando emissioni classiche di frequenze precise. In effetti la verifica autonoma di un contatore elettronico non indica affatto l'esattezza della frequenza di riferimento della base dei tempi.

Gli errori imputabili a quest'ultima sono degli errori dipendenti dalla cattiva taratura del quarzo, della sua calibratura in frequenza, che si modifica con le variazioni delle condizioni ambientali; ciò introduce errori a lungo e breve termine di stabilità.

Molti metodi di taratura sono ben noti; uno dei più semplici e più efficaci consiste nell'ottenere un battimento zero con una stazione di radiodiffusione di frequenza standard (precisione $1/10^6$ con un oscillatore a quarzo da 1 MHz). Nel caso in cui dei mezzi visivi sostituiscano i mezzi acustici di taratura, la precisione raggiunge 10^{-7}; con dei sistemi a frequenza molto bassa la cui precisione assoluta è di 10^{-10}, la taratura raggiunge 10^{-8} per alcuni minuti ma migliora fino a 10^{-9} se l'oscillatore è stabile per una intera giornata.

Anche in questo caso, il metodo dei minimi quadrati permette di determinare la precisione migliore e reale. Poniamo:

$$E + \Delta t_o + \alpha t + \beta t^2$$

con Δt_o errore di tempo misurato fra una stazione a frequenza molto bassa e il ricevitore; αt errore di tempo che trascorre tra detta stazione e la sorgente che deve essere calibrata; infine βt^2 errore di tempo causato dal tasso di variazione dell'errore di frequenza. In queste due ultime espressioni t è il tempo che passa a partire dalla taratura iniziale. I coefficienti α e β possono essere valutati dopo che le misure ripetute dal segnale di sorgente sono state confrontate con l'onda a frequenza molto bassa.

Questi errori possono essere minimizzati considerando solo i lunghi periodi di apertura di porta (da 10 a 100 s). Gli errori di stabilità a lungo termine costituiscono in modo probabile i più subdoli contributi all'imprecisione di frequenza o di cronometria. La stabilità del quarzo è funzione del suo invecchiamento.

Dato che il cristallo è mantenuto in riscaldamento ciclico, non essendo mai interrotta l'oscillazione, durante la fabbricazione sono eliminate le sollecitazioni imputabili al montaggio mentre sono asportate le minuscole particelle aderenti alla superficie.

Gli errori dovuti all'instabilità dell'oscillatore a lungo termine hanno effetto cumulativo: la precisione della misura è funzione del tempo.

In generale, questi fenomeni causeranno un accrescimento della frequenza di oscillazione.

La stabilità a lungo termine ottimale si avvicina al miliardesimo o al decimiliardesimo. Un'analisi più dettagliata farà meglio comprendere cosa succede.

Il *campione incorporato* è un quarzo di elevata qualità montato su un vetro sigillato e incassato in un involucro termostatato. Il pezzetto di cristallo correttamente tagliato oscilla a una frequenza particolare con una grande stabilità a lungo termine, necessaria per la riproduzione fedele dei risultati in caso di ripresa di funzionamento dopo un'eventuale e prolungata interruzione. Dato che la frequenza di riferimento ottenuta da oscillatori calibrati a quarzo è soggetta a variazioni di temperatura, essi sono montati in "fornetti" calibrati con termostati che li mantengono in condizioni ambientali invariabili.

La stabilità, sulla quale ritorneranno, si definisce sulla base della deriva dell'oscillatore di controllo in funzione del tempo (lungo e breve termine). Essa è normalmente espressa da un certo numero dell'ordine di 10^{-10} per giorno o per settimana. L'espressione "a breve termine" corrisponde ad una misura di stabilità in alcune ore o in 24 ore.

L'espressione "a lungo termine" significa per una settimana o più. La deriva a breve termine è generalmente causata dalle variazioni di temperatura e dalle variazioni dovute soprattutto all'invecchiamento del quarzo.

Nell'oscillatore a quarzo la stabilità a lungo termine del quarzo propriamente detto è limitata. I tassi estremi di invecchiamento sono, secondo i laboratori della Bell Telephone, inferiori a 10^{-10}.

Bisogna notare che i circuiti oscillanti attuali non migliorano praticamente la deriva a lunga scadenza. Si tratta dunque di un fenomeno intrinseco del quarzo il che significa che quasi sempre la stabilità sarà dell'ordine di 2×10^{-9}, 3×10^{-9}. Si raggiunge raramente il miliardesimo.

NEL 1970 DICEMMO CHE FLUKE SAREBBE DIVENUTO "IL LEADER" NEL CAMPO DEI VOLTMETRI DIGITALI

A quel tempo il nostro annuncio non impressionò molto l'industria.

Alcuni nostri concorrenti risero.

Imperava la tecnologia fine a sè stessa, ed ognuno acquistava tutti i digits, la risoluzione, la precisione e le specifiche che riusciva a spremere dal suo budget.

Noi ascoltammo e facemmo delle previsioni. C'era un cambiamento in vista. Mentre i nostri concorrenti sollecitavano ordini per scatole sempre più grosse e per digits sempre più numerosi, noi progettavamo il nuovo multimetro per un'industria elettronica diversa.

Poco dopo, introducemmo il Multimetro digitale Fluke 8000A.

Nel 1972, l'8000A sembrava spaventosamente piccolo rispetto ai mostri enormi della concorrenza.

Aveva soltanto tre digits e mezzo. Era diverso. La reazione dell'-industria colse tutti di sorpresa.

Eccetto noi, naturalmente!

Si potrebbe dire che l'8000A Fluke stia proprio ora crescendo e diventando quel protagonista che ci aspettavamo. Ed è vero. Grazie alla nostra lungimiranza, è emerso un mercato dei multimetri digitali completamente sconosciuto prima d'ora.

D'improvviso, tutti si sono messi a produrre multimetri digitali a basso costo. Altri, ora, Vi chiedono di paragonare i loro multimetri al nostro.

Ma Vi chiedono di compararli solo per quel che riguarda una o alcune specifiche particolari.

Il fatto è che i multimetri della concorrenza sono carenti in interi campi delle caratteristiche. Non è così per l'8000A. Esso è completo.

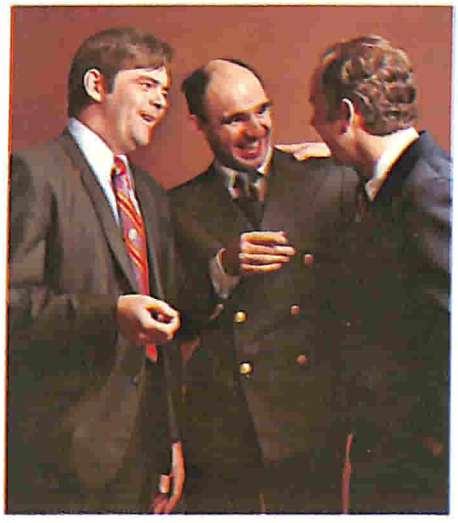
L'8000A è protetto contro i sovraccarichi su tutte le portate. Ha ventisei scale per la misura di tensioni continue ed alternate, correnti continue ed alternate, e resistenze.

La reiezione di modo comune, con uno sbilanciamento di 1KΩ, è di 120 db.

L'azzeramento è automatico.

La precisione dichiarata è migliore di quella di tutti gli altri multimetri a tre cifre e mezzo: 0,1% ± 1 digit. La precisione è mantenuta, giorno dopo giorno. Noi infatti, garantiamo la precisione per un anno su tutti i parametri chiave. Tutte le unità vengono fornite con la garanzia reale ed effettiva di un anno.

Ed inoltre, anche se dovesse sorgere quelche inconveniente, la Sistrel S.p.A. ha 2 laboratori di manutenzione e calibrazione completamente attrezzati per una pronta soluzione del Vostro problema. Esistono



Hanno riso

30 centri di assistenza in Europa. E, mentre gli altri multimetri digitali si affannano in una rincorsa disordinata cercando di raggiungere l'8000A, noi lo miglioriamo ogni giorno con l'aggiunta di nuove importanti opzioni.

Opzioni che permettono di eseguire misure in campi sempre più vasti di quelli base dell'8000A.

C'è un modello per la misura di basse resistenze con la risoluzione di 0,001Ω. Un modello per la misura di alte correnti fino a 20A.

Un modello integratore per la misura di milliampere secondo. Un modello con indicatore analogico per ricerca di massimo e di minimo. Una sonda per alte tensioni per misure da 1 a 40 KVolt, una sonda a radio frequenza per misure in alternata fino a 500 MHz, una pinza amperometrica per misure di corrente alternata da 2 a 600A, gli accessori per il montaggio rack, i puntali di misura universali con vari adattatori, il coperchio frontale e diverse borse di trasporto.

Considerate bene quindi tutto: caratteristiche, prestazioni, affidabilità, opzioni, prezzo. Ecco perchè lo 8000A è il Multimetro digitale più venduto nel mondo.

E a tutti coloro che sostengono che il Multimetro digitale dovrebbe avere questa o quella specifica chiedete allora "perchè l'8000A è il più venduto?"...

Non Vi risponderanno...!! E cercheranno di eludere la domanda.

Per maggiori informazioni, per una offerta o per una dimostrazione chiamate il numero: 06-5011860 o il numero 02-248 52 33, un tecnico della Sistrel S.p.A. Via G. Da Sebenico 13 Roma o della Sistrel S.p.A. Via Timavo 66 - Sesto S. Giovanni Milano, sarà a V/s disposizione.

SISTREL

Fluke (Nederland) B.V. P.O. Box 5053 Zevenheuvelenweg 53 - Tilburg

ANCORA IL LEADER: IL MULTIMETRO 8000A. FLUKE®

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. C 3 sulla cartolina

Rumore termico

La resistenza equivalente del rumore di un quarzo equivale alla resistenza effettiva in serie, e la deviazione di frequenza dovuta a questa sorgente può essere espressa come segue:

$$\frac{f}{\Delta f} = \frac{2\,\Pi}{\tau\, f_o} \cdot \frac{E_N}{E_S}$$

dove
τ = media di tempo
f_o = frequenza dell'oscillatore

E_N = tensione di rumore = $= \sqrt{4\,kTBR}$
E_S = tensione del segnale = $= \sqrt{PR}$
e, ponendo B 3 $(1/Q) \cdot f_o$

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{2\,\Pi}{\tau} = \frac{4kT}{PQf_o}$$

dove:
R = resistenza effettiva in serie
T = temperatura assoluta
B = larghezza di banda della rete
P = energia di eccitazione del quarzo
k = costante di Boltzmann
Q = fattore di sovratensione del quarzo.

Se si introducono nell'ultima relazione le costanti tipiche del quarzo, si trova, per una media di un tempo di 1 secondo, che le deviazioni di frequenza dovuta al rumore termico del quarzo non superano 3×10^{-15}.

Dei gradienti di temperatura nascono molto facilmente nei punti alterati del quarzo.

Il flusso di calore è condotto dai fili di collegamento. Se una piccola variazione termica si produce nell'involucro, può determinarsi una grande perturbazione locale su una parte della superficie che influenzerà sensibilmente la frequenza di risonanza del cristallo.

Parametri supplementari di stabilità
Controllo di temperatura

Gli apparecchi di misura attuale presentano dei coefficienti di temperatura globali dell'ordine di 10^{-12}, per grado C.

Nelle condizioni di laboratorio delle variazioni così modeste possono essere considerate trascurabili dato che esse sono mascherate, sia dal rumore termico, sia dall'invecchiamento, salvo forse nella gamma delle durate fra $\tau = 0{,}1$ e $\tau = 1000$ secondi.

La riduzione delle variazioni della temperatura ambiente rispetto alla temperatura del quarzo non è limitata dal fattore di stabilizzazione della regolazione del forno, ma dai gradienti di temperatura tra il quarzo e l'elemento rivelatore di temperatura. Sebbene sia più facile realizzare dei forni a due stadi di regolazione in modo che vi siano gradienti modesti e quindi una buona stabilità del sistema di comando, si possono ottenere dei forni a un solo stadio che hanno dei fattori di stabilità che superano 50.000 e dei gradienti di meno di 10 milligradi C.

Carichi

Le variazioni di frequenza dovute alle variazioni di carico all'uscita dell'oscillatore sono causate principalmente dal prelevamento di corrente di uscita del circuito oscillatore. Supponiamo che si introduca una frazione del segnale di uscita nel circuito ad anello dell'oscillatore, dove:
E_S = segnale nell'anello, senza prelevamento di corrente
E_N = prelevamento di corrente
E = somma vettoriale di E_Sl ed E_N.

Con qualunque grandezza di E_N lo sfasamento Φ è zero se l'angolo elettrico θ è zero.

Il massimo di Φ si ha per:

$$\theta = \pm\, 2\,(n - 1)\,\Pi/2$$

Se si produce uno sfasamento all'interno del circuito oscillatore, la frequenza deve spostarsi per produrre uno sfasamento di uguale grandezza, ma di senso opposto, nella rete del quarzo. Lo spostamento di frequenza dovuto a questo sfasamento è:

$$\frac{f}{\Delta f} = \frac{tg\theta}{2Q}$$

e in funzione di θ,

$$\frac{f}{\Delta f} = \frac{1}{2Q} \cdot \frac{\text{sen}\,\theta}{E_S/E_N + \cos\theta}$$

e se $E_S > E_N$

$$\frac{f}{\Delta f} \approx \frac{1}{2Q} \cdot \frac{E_N}{E_S}\,\text{sen}\,\theta$$

Se si potesse garantire che θ è zero o 180° in tutte le condizioni di carico, non vi sarebbero variazioni di frequenza. Ciò è possibile, dato che il carico è puramente resistivo.

Le condizioni perché θ = o sono

$$\Phi_1 = \Phi_2$$

ciò che necessita:

$$\Delta\Phi_1 + \Delta\Phi_2 = o$$

per qualsiasi carico resistivo.

Quello che provoca sfasamento può essere il circuito risonante in parallelo di uno degli stadi dell'amplificatore, che si può disaccoppiare leggermente per compensare gli sfasamenti eventualmente presenti in tutti gli stadi dell'amplificatore.

Qualsiasi carico reattivo determina uno sfasamento perchè R_s è diverso da zero e, se l'impedenza della sorgente è reattiva, i cambiamenti del carico resistivo determinano delle variazioni di θ. Il compromesso ottimale consiste nel rendere R_s più piccola possibile in modo che siano accettabili dei carichi reattivi modesti.

Vibrazione

I quarzi di precisione presentano dei coefficienti frequenza/accelerazione da $1 \cdot 10^{-9}$ a $1 \cdot 10^{-10}$ per g, essendosi effettuati degli sforzi per eliminare la risonanza nella gamma di frequenza considerata.

ERRORE DI FLUTTUAZIONE DELLA SOGLIA DI SGANCIO

Molte cause possono influenzare la soglia di sgancio del contatore elettronico. Per primo il rumore radioelettrico, il quale è sovente in grado

PUO'IL LEADER NEL CAMPO DEI VOLTMETRI DIGITALI DIVENTARE ANCHE IL LEADER IN QUELLO DEI FREQUENZIMETRI?

Ebbene...

Abbiamo visto alcuni cambiamenti sorprendenti.

Secondo l'ultimo sondaggio, per esempio, eravamo al secondo posto.

Non c'é male per una Società che ha iniziato a costruire frequenzimetri solo nel 1973.

Ma, di nuovo, abbiamo avuto un vantaggio. Sapevamo che cosa fare.

Sapevamo che cosa occorresse per essere un leader nel campo dei frequenzimetri:

dare al tecnico di laboratorio o al progettista di sistemi un frequenzimetro eccezionale, di qualità Fluke, ad un prezzo di qualche centinaia di migliaia di lire più basso di quanto ci si aspetterebbe di pagare.

Un venditore onesto è sempre un gran venditore.

Opzioni per l'estensione delle frequenze.
Prescaler a 520 MHz.
Copre il campo di frequenze 50-520 MHz, usando un rapporto 1 a 4. La sensibilità è di 15 mV efficaci (AGC), la tensione massima d'ingresso è di 5V efficaci (fusibile di protezione), il VSWR (rapporto di onda stazionaria) è minore di 2:1 su 50Ω per livelli minori di 1V efficace.
Prescaler a 1000 MHz.
Copre il campo 50-1000 MHz usando un rapporto 1 a 8. La sensibilità è di 15 mV efficaci, la tensione massima d'ingresso è di 5V efficaci (fusibile di protezione), il VSWR è minore di 2,5:1 su 50Ω per livelli minori di 1V efficace.
Prescaler a 1250 MHz.
Copre il campo 50-1250 MHz usando un rapporto 1 a 8. La sensibilità è di 20 mV efficaci a 1250 MHz, la tensione massima d'ingresso è di 5V efficaci (fusibile di protezione), il VSWR minore di 2,5:1 per livelli minori di 1V efficace.

Noi sappiamo come trattare le frequenze.

Il prezzo del 1953A è davvero eccezionale per un frequenzimetro/contatore universale da laboratorio o da sistema programmabile.

Ecco un buon esempio di come Fluke stia cambiando il mercato dei frequenzimetri.

Il 1953A è progettato per misurare frequenze, rapporti di frequenze, periodi, intervalli di tempo e per contare eventi sia in laboratorio sia in sistemi automatici.

L'unità base copre il campo di frequenze DC-125 MHz con una sensibilità di 30 mV. Il display ha nove cifre L.E.D. Il trigger è completamente controllabile, sia manualmente sia a distanza e in modo analogico e in digitale.

Frequenzimetri!!

Ma sì... guardi la foto in questa pagina. Vedrà molto di più osservando il pannello frontale. In più, sono disponibili molte opzioni: diverse basi dei tempi, estensioni del campo di frequenze, interfacce per sistemi automatici.

Dovremmo proprio inviarLe documentazione più dettagliata per darLe un'idea esatta di quello che questo frequenzimetro può fare.

Il prezzo... è davvero interessante.

Come sempre, un prezzo onesto dalla Fluke. Ed allo stesso tempo, quando ci chiedono se diventeremo il Leader nel campo dei frequenzimetri, sorridiamo, alziamo le spalle e continuiamo a costruire questi grandi frequenzimetri Fluke.

Dopotutto, lo facciamo solo da 3 anni.

Opzioni per la base dei tempi.

	TCXO	Termostatati
Frequenza	10.00 MHz	10.00 MHz
rapporto di invecchiamento (a temperatura costante)	$\pm 3.10^{-7}$/mese	$\pm 1.10^{-7}$/mese
Stabilità con la temperatura:		
20°C - 30°C	$\pm 2.10^{-7}$ tipico	$\pm 3.10^{-9}$ tipico
0°C - 50°C	$\pm 5.10^{-7}$	$\pm 1.10^{8}$
sensibilità alle variazioni di rete (± 10%)	$\pm 5.10^{-8}$	$\pm 3.10^{-9}$

Conosciamo il tempo.

Per maggiori informazioni, per una offerta o per una dimostrazione, chiami il numero 06-5011860 o il numero 02-2485233, risponderanno Sistrel S.p.A. Via G. Da Sebenico 13 Roma e Sistrel S.p.A. Via Timavo 66 Sesto S. Giovanni Milano.

SISTREL

Fluke (Nederland) B.V. P.O. Box 5053 Zevenheuvelenweg 53 -Tilburg

LA SORPRENDENTE MATRICOLA: IL FREQUENZIMETRO 1953A. FLUKE®

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. C 4 sulla cartolina

di aumentare l'ampiezza delle onde con una sovrapposizione degli effetti; inoltre gli errori nella misura di frequenza sono imputabili alle variazioni di ampiezza o di frequenza o di fase, grazie alla modulazione dei segnali. Non bisogna poi dimenticare i generatori di rumore, le correnti parassite, altre interferenze e gli scintillamenti ("jitter") sia dei fronti d'impulso che delle curvature delle sinusoidi.

I rumori

Per rumore intermittente si intende un segnale confuso proveniente dall'ingresso, o il rumore bianco che proviene dall'apparecchio stesso (imputabile al riscaldamento di componenti, alle saldature, al cablaggio ecc.).

Il rumore è un fenomeno ben noto ai radio-elettricisti ed ai periti elettronici. La sua caratteristica principale deriva dal suo comportamento casuale sia in livello, che in frequenza o in fase.

Le differenti cause che generano fenomeni di rumore sono presenti dappertutto: e se ne constatano ovunque gli effetti multipli e nocivi.

Il rumore si riferisce a tutto ciò per cui il segnale di ingresso trattato dallo strumento, differisce da una sinusoide perfetta con rapporto segnale disturbo uguale a infinito.

Gli effetti del rumore dipendono direttamente dal circuito d'ingresso che si comporta come un limitatore d'ampiezza e un generatore di impulsi di sgancio.

Nella maggior parte dei contatori un circuito formatore (circuito di sgancio di Schmitt o dispositivo simile) genera un impulso di messa in funzione quando la tensione del segnale d'ingresso supera un certo riferimento e ritorna a zero quando la tensione applicata cade al di sotto di una certa soglia.

La differenza di tensione tra i livelli di inserzione e di disinserzione del circuito è stata definita tensione di isteresi (Δv) del contatore.

Essa determina la f.e.m. minima necessaria all'ingresso per assicurare il funzionamento dei circuiti collegati.

Quando il segnale in esame si accompagna ad un rumore sufficiente per trascinare dei transitori addizionali e accidentali della frangia d'isteresi, degli impulsi digitali supplementari passeranno e saranno considerati senza che sia possibile determinare il loro numero o il loro valore.

Per fortuna, questo errore è combattuto con successo con la regolazione della soglia di sgancio nella regione più ripida del fronte del segnale o, talvolta, con una attenuazione simultanea del segnale e del rumore (attenuazione del rapporto S/D). Tuttavia, ciò che vale è il valore assoluto della tensione di rumore e non il rapporto S/D.

Nei montaggi recenti, il pannello anteriore porta un comando per i livelli di sgancio con un campo di sensibilità, centrata intorno ad esso, che regola la tensione assoluta dei livelli di inserzione e di ristabilimento, serve a combattere la potenza del rumore e permettere di ottenere una sensibilità massima d'ingresso.

Supponiamo che un contatore presenti una zona d'isteresi di 0,2 V. Un segnale di 10 V miscelato a un rumore di 1 V non sarà correttamente definito (S/D = 10/1 = 10).

Tuttavia, attenuando l'ingresso nel rapporto 10, il segnale diventa uguale a 1 V e il rumore cade a 0,1 V (S/D non cambia valore), ma, dato che 0,1 V < 0,2 V, è possibile la determinazione esatta della frequenza.

Indichiamo con A il guadagno dell'amplificatore d'ingresso, rappresentiamo con:

σ_s lo scarto tipo del rumore nel segnale misurato

σ_B lo scarto tipo del rumore all'ingresso dell'amplificatore

σ_t lo scarto tipo di variazione del punto di sgancio del circuito di Schmitt.

Dato che i rumori non sono correlati, lo scarto tipo di riferimento sarà ottenuto estraendo la radice quadrata seguente:

$$\sigma_N = (\sigma_t^2 + A^2 (\sigma_s^2 + \sigma_a^2)^{1/2} V$$

σ_N è lo scarto tipo dei contributi di certe fluttuazioni al rumore.

La pendenza del segnale iniettato può essere calcolato in V/s. Esprimiamola con τ. La pendenza del circuito di sgancio è $A \cdot \tau$.

Lo scarto tipo sull'errore di tempo di sgancio è allora:

$$\sigma_D = \frac{\sigma_N}{A \cdot \tau} =$$

$$= \frac{(\sigma_t^2 + A^2 (\sigma_s^2 + \sigma_a^2)^{1/2}}{A \cdot \tau}$$

Gli errori si hanno sia alla partenza (start) sia all'arresto (stop) delle oscillazioni e i risultati confrontati hanno mostrato che essi sono della medesima natura.

L'intervallo di tempo misurato $\Delta\tau$ in termini di punti di sgancio è:

$$\Delta T = t_{i+1} + \Delta t_{i+1} - (t_i + \Delta t_i)$$

dove t_i e t_{i+1} sono i punti di sgancio successivi mentre Δt_i e Δt_{i+1} caratte-

TABELLA I

A	=	Guadagno dell'amplificatore
E	=	Tensione picco-picco
f_c	=	Frequenza esatta del quarzo
f_o	=	Frequenza di ricoprimento
f_s	=	Frequenza del segnale ignoto
N_f	=	Numero di impulsi conteggiati per una misura di frequenza
N_p	=	Numero di impulsi conteggiati per una misura di periodo
t	=	Tempo
t_i, t_{i+1}	=	Tempi di sgancio
Δt_i Δt_{i+1}	=	Errori istantanei di sgancio
ΔT	=	Intervallo di tempo misurato
α, B	=	Coefficienti di errore
σ_a	=	Scarto tipo di rumore, riferito all'ingresso dell'amplificatore
σ_I	=	Fattore di merito per l'errore del livello di sgancio
σ_M	=	Scarto tipo della misura dell'errore di tempo
σ_N	=	Scarto tipo della tensione di rumore globale
σ_s	=	Scarto tipo di rumore del segnale applicato globale
σ_r	=	Scarto tipo della fluttuazione del punto di sgancio
σ_τ	=	Scarto tipo dell'errore di tempo
τ	=	Pendenza del segnale applicato in V/s

STIAMO FACENDO PER I FREQUENZIMETRI QUELLO CHE ABBIAMO FATTO PER I VOLTMETRI.

Ma sì... Sveglia!!

Fluke ha un frequenzimetro progettato espressamente per le telecomunicazioni, è il modello 1920A.

Se non ne valesse proprio la pena non vi disturberemmo. Esaminiamolo. Abbiamo dovuto creare una nuova strada per meritarci una buona accoglienza nel mercato dei frequenzimetri.

Quando si raggiunge velocemente i leaders, come stiamo facendo noi, non ci si può permettere nessuno strumento "così... così".

Ogni nostro frequenzimetro è migliore del precedente. E, naturalmente, l'utente ne trae vantaggio. Ciò si è ripetuto con il frequenzimetro 1920A.

Alcuni recentissimi circuiti LSI/MOS danno all'unità specifiche eccezionali e lo rendono ancora più portatile.

Il display ha 9 cifre L.E.D., la sensibilità è di 15 mV, l'AGC (controllo automatico del guadagno) è standard, il campo di frequenze è di 5 Hz-520 MHz.

I prescaler opzionali, interni, fino a 1.000 MHz e 1.250 MHz coprono la gamma UHF, quella delle telecomunicazioni a 900 MHz e quella dei radiofari.

Opzioni per l'estensione delle frequenze.
Prescaler a 1.000 MHz.
Copre la gamma 50-1.000 MHz usando un rapporto 1 a 8. La sensibilità è di 15 mV efficaci, la tensione massima d'ingresso è di 5 V efficaci (fusibile di protezione). Il VSWR (rapporto di onda stazionaria) è minore di 2,5 : 1 a 50Ω per livelli minori di 1V efficace.
Prescaler a 1.250 MHz.
Copre la gamma 50-1.250 MHz usando un rapporto 1 a 8. La sensibilità è di 20 mV fino a 1.000 MHz, 40 mV efficaci fino a 1.250 MHz. La massima tensione d'ingresso è di 5 V efficaci (fusibile di protezione) ed il VSWR è minore di 2,5 : 1 a 50Ω, per livelli minori di 1V efficace.

Sono disponibili altre opzioni.

L'ingresso diretto e quello del prescaler sono colorati secondo lo stesso codice usato per i commutatori di funzioni in modo da facilitarne l'uso.

Il display spegne automaticamente gli zeri inutili, indica la unità di misura e "l'overflow", ed ha il modo "self-check" il quale accende tutti i segmenti.

Ma, comunque,... Lei sapeva già tutto.

Ci sono poi alcune caratteristiche delle quali siamo orgogliosi e che sono eccitanti da scoprire in uno strumento di questo prezzo.

I ritardi di misura sono stati eliminati. Un gate di rapido accesso oscilla liberamente in assenza di segnali di ingresso. Esso è pronto ad aprire il gate per il tempo selezionato, appena arriva un segnale.

Un circuito di reset automatico inizia una nuova misura ogni volta che uno qualsiasi dei tasti frontali viene attivato. La prima misura ottenuta è sempre corretta.

Oltre alle misure di frequenza, c'è anche una funzione "burst". L'unità misura i "burst" di R.F. purchè la loro durata sia superiore al tempo di gate selezionato.

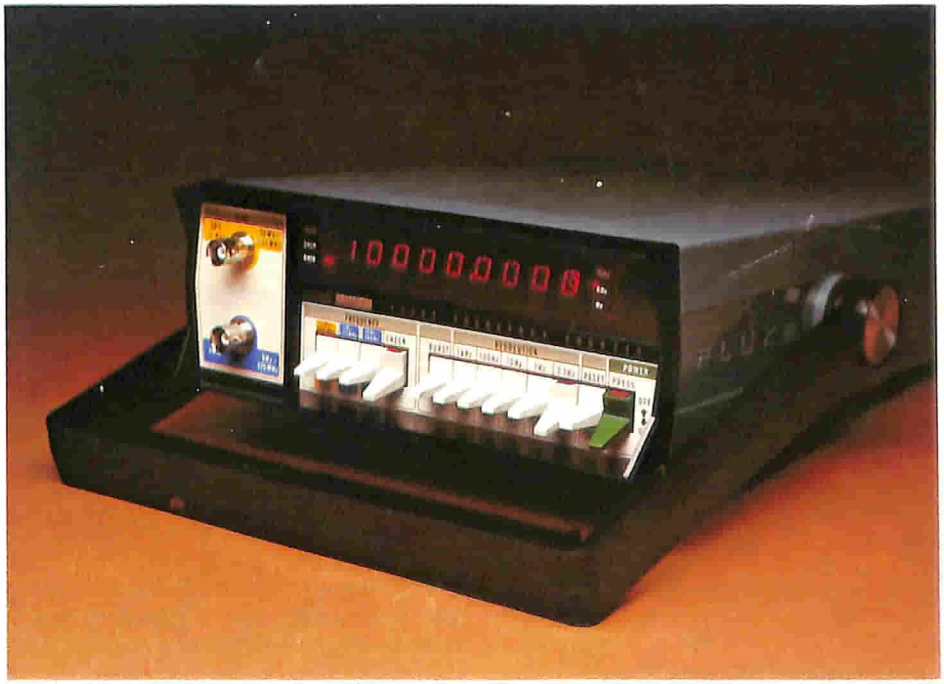
Per evitare misure errate il display è rimesso automaticamente a zero se la durata del "burst" è inferiore al tempo di gate. Come opzione è disponibile un moltiplicatore, con aggancio in fase, che moltiplica le frequenze audio per 1000, fornendo la risoluzione di 0,001 Hz in 1 secondo. Ma, ora che abbiamo attratto la Sua attenzione, il 1920A non la sorprende più. Realmente è quelcosa che lei si attendeva... un altro grande strumento della Fluke.

Per quello che ne sappiamo, ciò significa due cose: promessa per Lei che Fluke sta dedicando molta cura ai frequenzimetri e preoccupazione, sì, grande, per i nostri concorrenti.

Per maggiori informazioni, per una offerta, o per una dimostrazione, chiami il numero 06-5011860 o il numero 02-2485233, un tecnico della Sistrel S.p.A. — Via G. Da Sebenico 13 — Roma — o della Sistrel S.p.A. — Via Timavo 66 — Sesto S. Giovanni (Milano) sarà a Sua disposizione.

SISTREL

Fluke (Nederland) B.V. P.O. Box 5053 Zevenheuvelenweg 53 - Tilburg



PER LE TELECOMUNICAZIONI: IL FREQUENZIMETRO 1920A.

FLUKE®

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. C 5** sulla cartolina

rizzano gli errori istantanei corrispondenti.

Si ha anche:

$$\Delta T = (t_{i+1} - t_i) + (\Delta t_{i+1} - \Delta t_i)$$

con

$t_{i+1} - t_i$ media delle misure di tempo (ΔT) e nel nostro caso Δt_i e Δt_{i+1} hanno il medesimo scarto tipo σ_T.

Queste quantità possono essere combinate con le radici quadrate care agli statistici per ottenere lo scarto tipo degli errori di misura dei periodimetri:

$$\sigma_M = \sqrt{2} \cdot \sigma_T \approx \frac{\sigma_N}{A \cdot \tau} \text{ in secondi}$$

La tabella I riassume i differenti simboli utilizzati in quest'articolo.

Il fattore di merito σ_I del contatore è allora il seguente:

$$\sigma_I = \frac{A \cdot \tau \cdot \sigma_M}{1{,}4} =$$

$$= \sqrt{\sigma_t^2 + A^2 \sigma_a^2}$$

con σ_s trascurato per un rapporto segnale/disturbo (S+N)/N di 40 dB, o più.

Sono state effettuate sistematicamente delle misure per ricavare σ_I partendo dal valore di:

$$\sigma_M = \frac{I}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} (\Delta T_i - \Delta T)^2$$

dove N è il numero di misure e ΔT_i la i esima misura.

Considerando per esempio che una misura di periodo sia eseguita con un onda sinusoidale di 10 Hz, avente un'ampiezza di 1 V, con un guadagno A di 5 e una soglia di sgancio di 0 V. Le determinazioni sperimentali richieste hanno portato a scegliere $\sigma_M = 2 \times 10^{-2} \times 10^{-3} = 2 \times 10^{-5}$ secondi.

La pendenza del segnale d'ingresso è:

$$\frac{dE}{dt} = \frac{d}{dt}(\tfrac{1}{2} \times \text{sen} 2\Pi \times 10 \times t) =$$

$$= 31{,}4 \cos 62{,}8\ t$$

Se lo sgancio ha avuto luogo al tempo iniziale to = o si ottiene per la pendenza:

$$\tau = 31{,}4\ V/S$$

Il fattore di merito è allora:

$$\sigma_I = \frac{A \cdot r \cdot \sigma_M}{1{,}4} =$$

$$\frac{5 \times 31{,}4 \times 2 \times 10^{-5}}{1{,}4} = 2{,}25\ mV$$

Una volta determinato il fattore di merito di un dato contatore, gli errori di porta possono essere previsti in funzione della pendenza dell'onda all'ingresso:

$$\sigma_M \frac{1{,}4\ \sigma_I}{A \cdot \tau} =$$

$$= \frac{1{,}4 \times 2{,}25 \times 10^{-3}}{5 \cdot \tau} =$$

$$= 0{,}603 \times \tfrac{1}{2}\ (ms)$$

Per definizione il 99,7% di tutte le misure devono essere situate all'interno dell'intervallo $\pm 3\ \sigma_M$ di ΔT.

Tuttavia, risulta da questo studio che la precisione nelle misure di tempo è particolarmente influenzata dalla pendenza dei segnali. Delle onde incidenti a grande ampiezza e a tempo si salita rapido (impulsi a H.F.) assicurano un comportamento ottimale.

La differenza di tensione tra la soglia di sgancio del contatore e il livello di rimessa a zero dei multivibratori monostabili si chiama "tensione di isteresi". Essa determina la tensione d'ingresso minima necessaria per assicurare il funzionamento dei circuiti di ingresso.

Un comando di sgancio che regola la tensione assoluta dei livelli di sgancio e di ristabilimento è di aiuto per combattere gli effetti del rumore e per ottenere una sensibilità massima d'ingresso.

Se il segnale introdotto è accompagnato da un rumore sufficiente per determinare dei transitori addizionali della zona di isteresi, degli impulsi di conteggio supplementari si troveranno registrati perché, in questo caso, è il valore assoluto della tensione di rumore che interessa.

Questo errore sarà diminuito regolando il livello di sgancio sulla regione più ripida del fronte d'ingresso dell'onda, o per attenuazione sia del segnale che del rumore.

CONCLUSIONI

Vantaggi del conteggio numerico

L'enumerazione delle molteplici sorgenti di errore che si incontrano in un contatore elettronico suscita una mancanza di fiducia verso questi strumenti. Non bisogna affatto che questa attitudine negativa persista.

Il proposito qui sostenuto è al contrario quello di aumentare la fiducia del lettore e dell'utilizzatore verso questi apparecchi con una conoscenza approfondita delle cause di disturbo, delle piccole tare, che restano limitate rispetto ai vantaggi di questi dispositivi. Le tare minori dei sistemi numerici non maschereranno mai le loro grandi qualità:

a) qualunque interpretazione personale da parte dello sperimentatore è soppressa. Basta leggere il risultato... e in più per coloro i cui occhi si affaticano a causa dello sfarfallìo dei tubi Nixie (e altri) o dell'accensione a colonna (vecchi modelli "digitali") possono essere impiegate dalle stampanti meccaniche a mezzo convertitori di codici binari.

b) dei moduli supplementari estendono la gamma di frequenza dei contatori moderni. Secondo le necessità degli acquirenti si può disporre sia di cavità accordabili selettive, sia di filtri aperiodici.

c) due regole sperimentali ci aiuteranno a meglio impiegare i contatori elettronici:

1) una lettura stabile è generalmente corretta; una lettura variabile nella maggior parte dei casi è insoddisfacente. L'aggiunta di una memoria all'apparecchio aiuta a differenziare meglio i risultati variabili da quelli che non lo sono.

2) quando sussiste un dubbio, conviene verificare il segnale d'ingresso con un oscilloscopio (i nuovi modelli hanno una banda passante di 100MHz).

Il mercato italiano dell'industria elettronica secondo un'indagine USA

Dopo aver riportato, nel numero di maggio '76, i dati elaborati dall'Associazione nazionale Industrie elettroniche relativi ad una indagine sulle prospettive a breve termine dell'industria Italiana Radio-TV e componenti elettronici, in questo numero pubblichiamo i risultati di un'altra indagine sul mercato italiano dell'industria elettronica sviluppata dalla Mackintosh Publications.

di L. Biancoli

Le tristi vicissitudini della nostra lira non interessano soltanto gli italiani, che ne sono le vittime dirette, ma vengono prese in attenta considerazione anche oltre Oceano, come risulta dalle tabelle che seguono, redatte a cura della Mackintosh Publications.

Nelle tabelle sono separate le diverse branche industriali, e precisamente le apparecchiature di elaborazione, gli strumenti di misura e di controllo, gli impianti per comunicazioni, gli impianti per telecomunicazioni, le apparecchiature per impiego domestico ed i componenti. Ciascuna tabella — inoltre — confronta tra loro direttamente i valori riscontrati da un punto di vista statistico per il 1974 e per il 1975, e fornisce — oltre alle previsioni per l'anno in corso — anche quelle relative al futuro 1979.

Per ovvie esigenze di spazio, a volte si è fatto uso di sigle particolari di cui diamo i significati:

- = Trascurabile (ammontare complessivo inferiore a 500.000 dollari)
ND = Dato non disponibile
M = Milioni
AP-R = Accessori, parti e ricambi
No = Numero
inc. = Incluso
ex. = Escluso

TABELLA 1 - Apparecchiature per Elaborazione Dati

	1974			1975			1976			1979		
	G Lire	$M	No. × 1000	G Lire	$M	No. × 1000	G Lire	$M	No. × 1000	G Lire	$M	No. × 1000
Impianti di Elaborazione												
Elaboratori	93	143		90	142		95	150		123	194	
Unità Periferiche	153	235		150	236		167	263		205	323	
Totale impianti Elaborazione	246	378		240	378	262	413	413		328	517	
Macchine per Ufficio												
Calcolatori Elettronici	30	46	830	40	63	1350	40	63	1500	40	63	1600
Macchine da Scrivere Automatiche	3	5	1	4	6	2	5	8	3	7	11	8
Macchine da Scrivere Elettriche	20	31	120	22	35	130	24	38	140	25	39	160
Registratori Elettronici di Cassa	2	3		4	6		7	11		25	39	
Apparecchiature per Dettare	2	3	55	2	3	60	2	3	65	3	5	80
Impianti Elettronici di Contabilità	10	15	5	12	19	5	14	22	5	19	30	6

TABELLA 2 - Strumenti di Misura e di Controllo

	1974		1975		1976		1979	
TOTALE	**G Lire** 149	**$M** 229	**G Lire** 160	**$M** 252	**G Lire** 174	**$M** 275	G Lire 216	$M 340
Totale Strumenti Elettronici di Controllo	39	60	44	69	47	74	59	93
Strumentazione								
Strumenti Analitici	6	9	6	9	7	11	11	17
Strumenti di Prova	6	9	6	9	6	9	8	13
Strumenti Nucleonici	—	—	—	—	1	2	2	3
Oscilloscopi	2	3	3	5	3	5	5	8
Generatori di Segnali	2	3	2	3	3	5	5	8
Altri Strumenti Elettrici di Misura	12	18	12	19	13	20	18	28
Altri Strumenti Elettronici di Misura	36	55	37	58	39	61	45	71
Totale Strumentazione	63	97	66	103	72	113	94	148
AP-R per Strumenti di Misura e di Controllo	19	29	20	32	22	35	25	39
Totale Strumenti di Misura e di controllo	121	186	130	204	141	222	178	280
Apparecchiature Medicali ed a Raggi "X"								
Impianti a Raggi "X"	19	29	20	32	22	35	25	39
Apparecchi Acustici	1	2	1	2	1	2	1	2
Altri Apparecchi Medicali	8	12	9	14	10	16	12	19
Totale Apparecchi Medicali ed a Raggi "X"	28	43	30	48	33	53	38	60

TABELLA 3 - Apparecchiature per Comunicazioni

	1974		1975		1976		1979	
	G Lire	**$M**	**G Lire**	**$M**	**G Lire**	**$M**	**G Lire**	**$M**
TOTALE	87	134	90	147	97	153	145	228
Impianti Radar e di Aiuto alla Navigazione	45	69	47	74	50	79	75	118
Sistemi Radio per Comunicazioni	29	45	29	46	30	47	35	55
Impianti di Trasmissione Pubblica	13	20	14	22	17	27	35	55

TABELLA 4 - Apparecchiature per Telecomunicazioni

	1974		1975		1976		1979	
	G Lire	**$M**	**G Lire**	**$M**	**G Lire**	**$M**	**G Lire**	**$M**
TOTALE	355	547	359	565	380	599	495	780
Scambi	198	305	200	315	210	331	280	441
Altre Apparecchiature per Telecomunicazioni	157	242	159	250	170	268	215	339

TABELLA 5 - Apparecchiature Elettroniche per Uso Domestico

	1974			1975			1976			1979		
	G Lire	**$M**	**No. × 1000**	**G Lire**	**$M**	**No. × 1000**	**G Lire**	**$M**	**No. × 1000**	**G Lire**	**$M**	**No. × 1000**
TOTALE	271	417		275	433		359	566		651	1026	
Televisori a Colori	30	46	90	55	87	175	100	158	340	330	520	1200
Televisori Monocromatici	105	162	1500	90	141	1200	90	142	1200	60	95	900
Autoradio	21	32	650	20	32	600	28	44	850	41	65	1150
Altri Apparecchi Radio e Combinazioni Radio	47	72	4500	45	71	4200	60	95	4500	100	156	6300
Giradischi	40	62		36	57		40	63		46	72	
Lettori di Nastri	19	29	700	19	30	700	29	46	1000	47	74	1400
Registratori Video	2	3	1	4	6	1	6	9	1	18	28	13
Strumenti Musicali Elettronici	7	11		6	9		6	9		9	14	

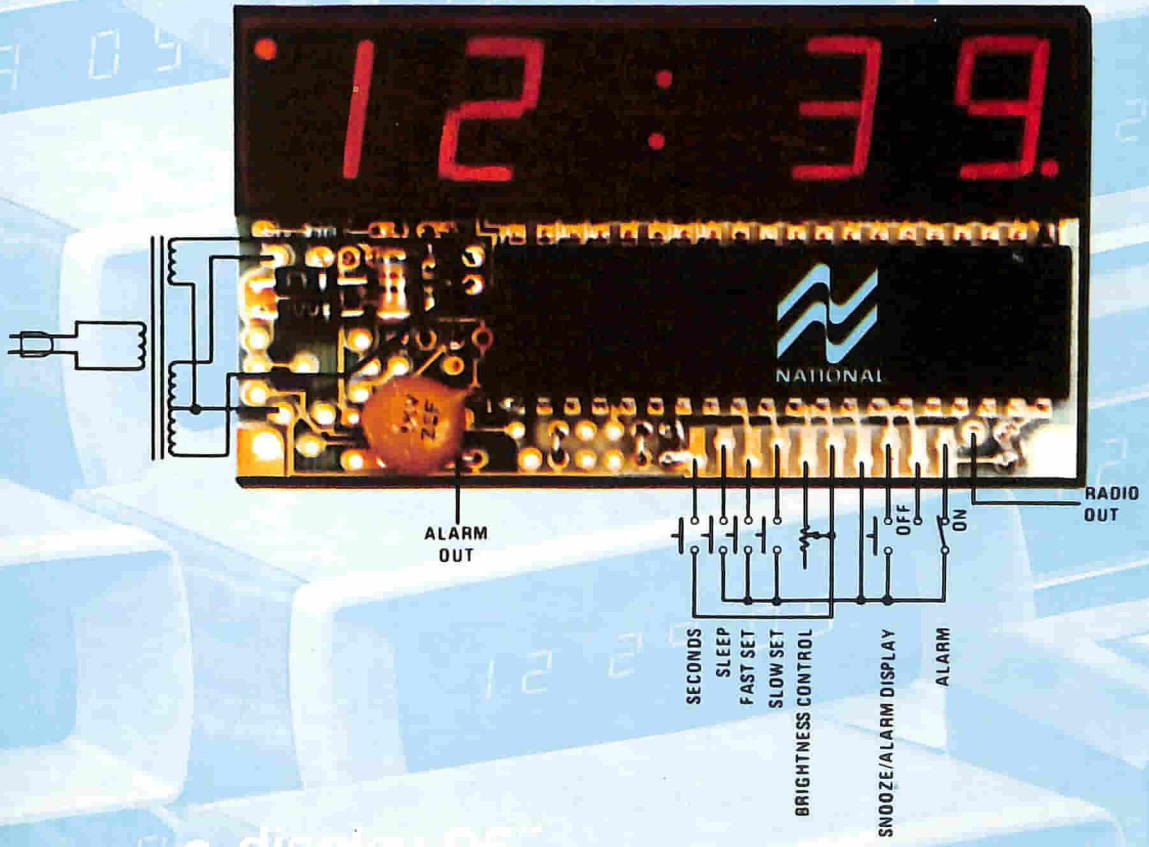
ADELSY
ADVANCED ELECTRONIC SYSTEMS
CONSULTANTS

Milano 20149
via Domenichino 12 - tel. (02) 4985051/2/3/4/5
telex ADELSY 39423

Genova 16121 - p.zza della Vittoria 15
tel. (010) 589674
Roma 00196 - piazzale Flaminio 19
tel. (06) 3606580 - 3605769
Torino 10121 - corso Matteotti 32
tel. (011) 539141 - 543175
Udine 33100 - via Marangoni 45/48
tel. (0432) 26996
Bologna 40012 - I.C.C. - Calderara di Reno
loc. Lippo - via Crocetta 38 - tel. (051) 726186

MA 1001 B

modulo orologio digitale con comando sveglia



- display 0,5"
- indicazione mancanza alimentazione
- indicazione predisposizione allarme
- controllo luminosità
- possibilità preselezione tempi
- uscita comando radio

disponibilità per pronta consegna presso tutte le filiali ADELSY s.p.a. e presso I.C.C. milano e bologna

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. C 6 sulla cartolina

TABELLA 6 - Componenti

	1974		1975		1976		1979	
	G Lire	$M	G Lire	$M	G Lire	$M	G Lire	$M
TOTALE	386	591	402	635	430	678	547	863
Componenti Attivi								
Cinescopi a Colori per Televisione	17	26	26	41	33	52	48	76
Cinescopi Monocromatici per Televisione	21	32	19	30	15	24	7	11
Altre Valvole e Tubi	24	37	25	39	27	43	30	47
Totale Valvole e tubi	62	95	70	110	75	119	85	134
Diodi	24	37	24	38	25	39	25	39
Trasistori	23	35	22	35	21	33	17	27
Altri Semiconduttori Discreti	19	29	20	32	21	33	25	39
Totale Semiconduttori Discreti	66	101	66	105	67	105	67	105
Circuiti Integrati ed Altri Microcircuiti	41	63	42	66	45	71	60	95
Totale Semiconduttori	107	164	108	171	112	176	127	200
Totale Componenti Attivi	169	259	178	281	187	295	212	334
Componenti Passivi								
Condensatori Fissi	31	48	33	52	36	57	49	77
Condensatori Variabili	1	2	1	2	1	2	1	2
Totale Condensatori	32	50	34	54	37	59	50	79
Resistori Fissi	13	20	14	22	15	24	20	32
Resistori Variabili	8	12	8	13	8	13	10	16
Totale Resistori	21	32	22	35	23	37	30	48
Connettori Multipli e per RF	10	15	10	16	11	17	13	20
Altri Dispositivi di Collegamento	5	8	5	8	6	9	8	13
Totale Dispositivi di Collegamento	15	23	15	24	17	26	21	33
Piccoli Trasformatori	6	9	6	9	7	11	7	11
Filtri e Bobine	4	6	4	6	4	6	6	9
Totale Trasformatori, Filtri e Bobine	10	15	10	15	11	17	13	20
Relè	19	29	19	30	19	30	22	35
Commutatori	9	14	9	14	10	16	15	24
Circuiti Stampati	6	9	7	11	8	13	14	22
Totale Componenti Passivi	112	172	116	183	125	198	165	261
Componenti Audio								
Microfoni	2	3	2	3	2	3	2	3
Altoparlanti	10	15	8	13	11	17	17	27
Antenne	4	6	5	8	6	9	9	14
Dischi e Nastri Magnetici Vergini	13	20	14	22	15	24	18	28
Mobiletti per Radio, TV ed Apparecchiature Professionali	25	38	26	41	28	44	35	55
Altri AP-R per Radio e Apparecchiature Professionali per Comunicazioni	41	63	43	68	45	71	67	106
AP-R per Altre Apparecchiature per Impiego Domestico	10	15	10	16	11	17	22	35
Totale Componenti Audio	105	160	108	171	118	185	170	268

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

elettronica OGGI

SERVIZIO RICHIESTE DI INFORMAZIONI SU NOTIZIE E INSERZIONI PUBBLICITARIE NUMERATE

QUESTO TAGLIANDO DEVE ESSERE USATO PER UN SOLO RIFERIMENTO NUMERATO

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito
al rif. n°..... pubblicato nel mese di..... 197.....

Mi interessa soprattutto ricevere:
☐ CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐ .....

Nome ..... Cognome.....
Qualifica: ..... Abbonato SI NO
Ditta o Ente .....
Indirizzo della ditta: Via:.....
Città: ..... C.a.p.....
Settore di attività: ..... N° dipendenti.....

IMPORTANTE

QUESTI TAGLIANDI DEVONO ESSERE SPEDITI IN BUSTA CHIUSA ED AFFRANCATA

a: elettronica@GGI

Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 CINISELLO B. (MI)

PER OGNI RIFERIMENTO NUMERATO DEVE ESSERE UTILIZZATO UN SOLO TAGLIANDO

I TAGLIANDI RECANTI PIÙ DI UN RIFERIMENTO NON POTRANNO ESSERE PRESI IN CONSIDERAZIONE

Generalità sulle periferiche

Per periferiche si intendono tutti quei dispositivi che colloquiano con l'unità centrale di un sistema di elaborazione dati o di controllo.
Quindi possiamo considerare periferiche sia tutti quei dispositivi che costituiscono il "corredo" di un computer (stampanti, terminali video, ecc.) che apparecchiature, specializzate nell'ambito di una specifica applicazione, in grado di fornire o ricevere informazioni da una unità centrale (convertitori analogico-digitali, pannelli di controllo, ecc.).
In questa trattazione prenderemo in considerazione solo il primo tipo di periferiche, cioè quei dispositivi che permettono un più efficiente utilizzo di un sistema di elaborazione in termini di I/O di informazioni.
In questo ambito considereremo anche le cosiddette memorie di massa.

della T.P.A.

CLASSIFICAZIONE DELLE PERIFERICHE

Possiamo considerare la seguente suddivisione:

1) Periferiche di ingresso.
   Consentono l'introduzione dei dati da elaborare e dei programmi nella memoria dell'unità centrale.
2) Periferiche di uscita.
   Facilitano la presentazione in uscita dell'informazione in forma adatta ad essere esaminata ed utilizzata dall'utente.
3) Memoria di massa.
   Si possono considerare magazzini ausiliari di informazione e sono una estensione della memoria della unità centrale.

Periferiche di ingresso e di uscita

Come periferiche di ingresso e di uscita possiamo intendere:

A) Display alfanumerici
B) Stampanti
C) Tastiere alfanumeriche.

Evidentemente sono possibili varie combinazioni, quali A + C o B + C.

In questi casi, che sono i più classici, si ottiene ciò che viene chiamato più generalmente un terminale, più o meno "intelligente", a seconda delle funzioni opzionali che esso offre (quali, ad esempio, la capacità di memorizzare una o più pagine, di realizzare funzioni di edizione, ecc.).

Altre periferiche di uscita possono inoltre essere:

D) Display di tipo grafico

A) Display alfanumerici

Presenteremo ora alcune caratteristiche di questi sistemi, caratterizzati sostanzialmente da un tubo a raggi catodi (CRT) da un tastiera alfanumerica (in molti casi l'unione delle due parti è opzionale) e dal sistema di comunicazione con il sistema centrale.

Alcuni dispositivi, inoltre, possono non disporre di un proprio CRT, ma possiedono semplicemente un'interfaccia per un televisore dell'utente, una tastiera ed il sistema di comunicazione. Questi prodotti hanno molti vantaggi, ma anche alcuni punti svantaggiosi.

Sono poco costosi e portatili, le dimensioni dello schermo possono essere determinate dall'utente, possono esse-

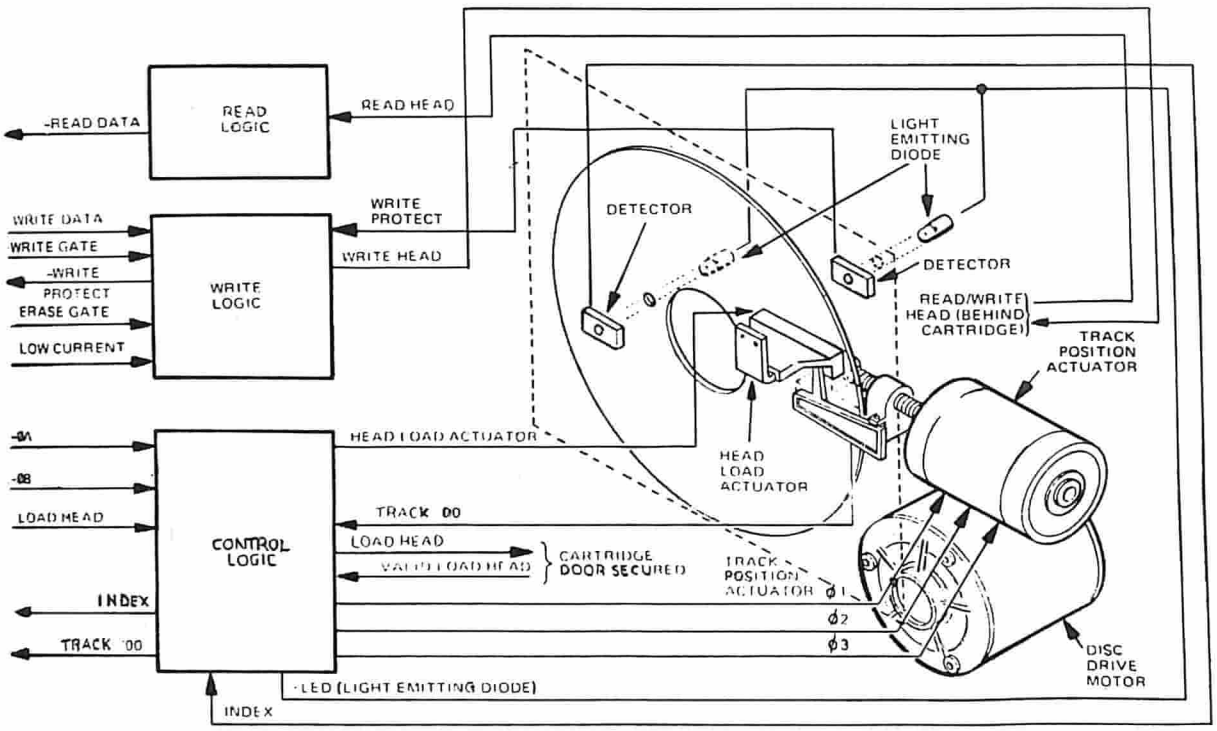


Fig. 1 - Schema a blocchi di un sistema floppy-disc.

re a colori ed utilizzano un televisore di tipo classico.

Non è però possibile usare schermi molto grandi e non possono mostrare contemporaneamente un gran numero di caratteri senza un grave decadimento delle qualità del display.

Le caratteristiche da valutare in un display alfanumerico sono le seguenti:

— Dimensioni del display
— Sùo aspetto generale.

Le dimensioni più comuni dello schermo sono di 12 pollici (diagonale) per gli schemi alfanumerici e di 21 pollici per quelli grafici.

Esistono comunque display anche molto più piccoli (es. 5 in). Può comunque essere molto importante, per ra-

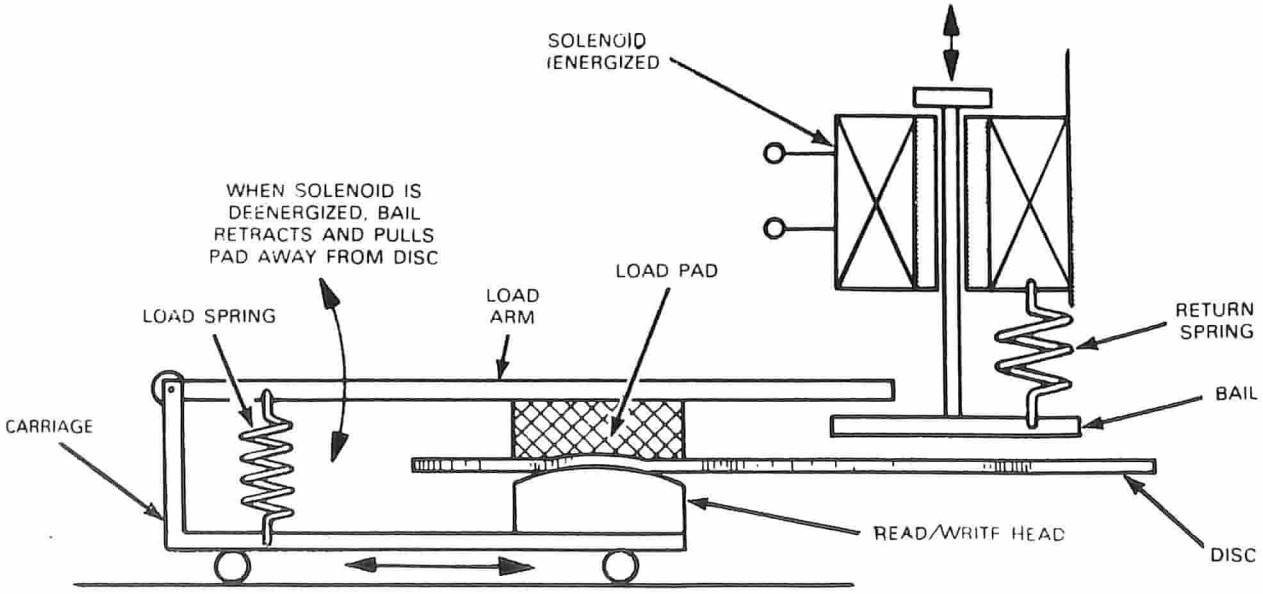


Fig. 2 - Sistema lettura-scrittura per floppy-disc.

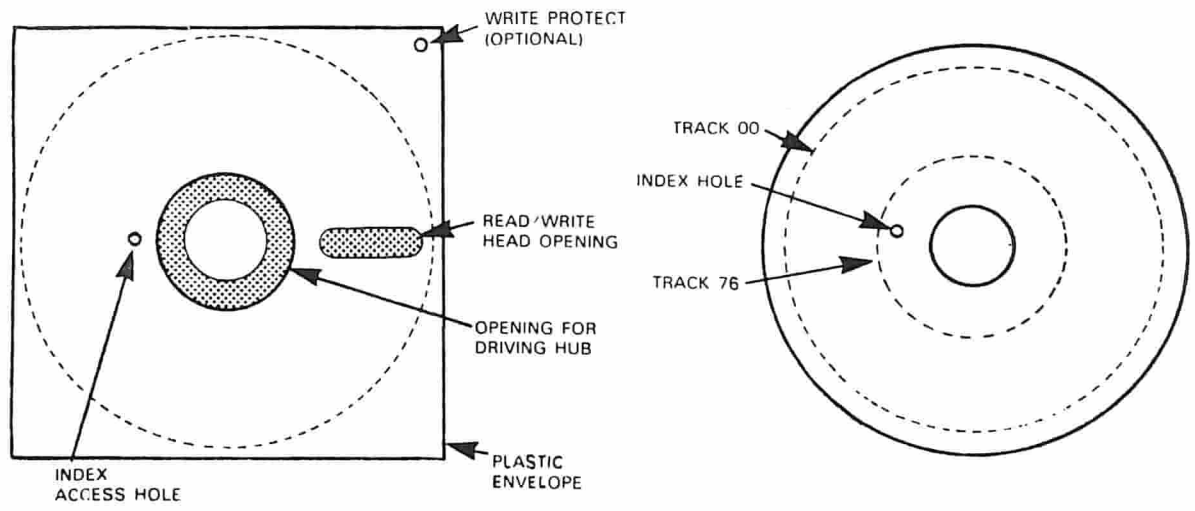


Fig. 3 - Disc cartridge e configurazione del disco.

gione di standardizzazione di formati e di software, che il display permetta di mostrare righe di almeno 72 caratteri (una linea completa di telescrivente).

I formati più comuni sono 24 linee × 80 colonne (1920 caratteri) altri sono 24 × 40, 12 × 80, 12 × 40 e 6 × 80.

Altro dato importante è il formato del carattere, che può essere creato da 5 × 7 punti oppure da 7 × 9, con delle dimensioni che possono andare da 1/8 di pollice sino a 3/8 di pollice.

Il colore degli schermi può essere nero o grigio, con caratteri bianchi o verdi o blu.

Importante è anche il numero di caratteri mostrabili (96 caratteri oppure solo 64) funzione spesso delle altre caratteristiche presentate.

Tastiera

È tipico fornire una tastiera avente formato e numero di tasti compatibile a quello teletype, anche se è comune aggiungere un blocco numerico di dieci tasti.

Tasti con funzioni speciali vengono eventualmente aggiunti in alto o sulla destra della tastiera.

Sistema di comunicazione

Quasi tutti i sistemi possiedono un sistema di trasmissione con interfaccia RS 232 C (equivalente allo standard europeo CCITT V 24).

Altro tipo di interfaccia comune è il current loop (20 - 60 mA), realizzando in questo caso (con 110 band rate) una completa compatibilità con le telescriventi teletype.

Altro tipo di interfaccia è quello parallelo, a livelli TTL o no, dando così la possibilità di connettere il display ad un canale parallelo di I/O del processore.

Tipicamente, i vari terminali trasmettono in carattere come un insieme di 7 bit (generalmente con codice ASCII) e se la trasmissione è seriale, preceduto da un bit di start e seguito da 1 o 2 bit di stop.

Tra il codice del carattere ed il bit di stop, può essere posto un bit di parità, e generalmente è possibile scegliere se odd o even.

Altro dato importante da notare è la velocità di trasmissione, che può andare da 110 baud a 9600.

Con display che comunicano serialmente, è possibile decidere se operare in half duplex, o in full duplex.

In half duplex, si usa la stessa linea sia per ricevere che per trasmettere, il processore deve quindi attendere una risposta se il sistema è in ricezione e successivamente invia dei dati.

Nel modo full duplex, si usano due linee separate e quindi si può trasmettere e ricevere parallelamente.

Oltre alle suddette caratteristiche di base, si possono avere varie opzioni che rendono questo tipo di periferica, nei tipi più sofisticati, veramente "intelligente".

Per quanto riguarda il display, alcuni costruttori forniscono la possibilità di generare caratteri o loro gruppi aventi intensità maggiore o minore di quella normale (intensità variabile).

Altre possibilità sono l'intermittenza della luminosità di vari particolari caratteri (blinking) o la rappresentanza del carattere nero su fondo leggermente luminoso (reversed characters).

È possibile, in questo modo, evidenziare frasi dal contesto scritto sullo schermo oltre le normali tecniche di sottolineatura.

Per quanto riguarda le operazioni cosiddette di text handling, si hanno varie possibilità.

Esse vanno dalla tabulazione orizzontale (equivalente al tasto TAB delle telescriventi), inserzione/annullamento di un carattere, di una linea, di un'intera pagina (nei si-

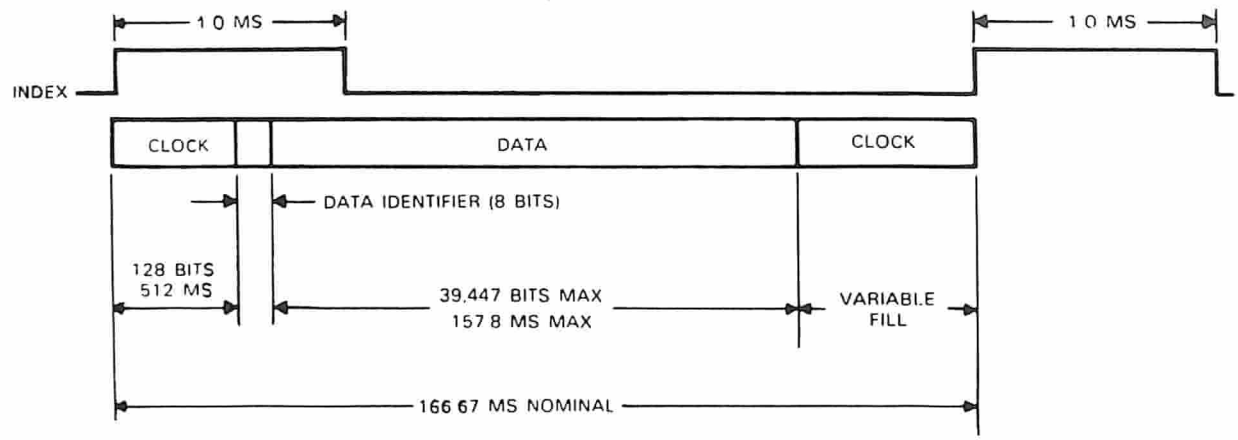


Fig. 4 - Formato dei dati per floppy-disc.

stemi che possono tenere in memoria più di una pagina) alla possibilità di creare zone protette da possibili riscritture o cancellazioni (dando così all'operatore la possibilità di creare zone "permanenti" preformate con a lato zone libere per la scrittura di successivi dati).

Altre possibilità sono quelle, ad esempio, di trasmettere solo le zone di dati e non quelle "protette" (transmit data only), oppure di trasmettere tutta la pagina che è sul display (transmit full screen), qualora inoltre la periferica possieda una certa quantità di memoria interna, si può avere la caratteristica detta di "scrolling" cioè di muovere tutto lo schermo di una linea verso l'alto o verso il basso, senza però perdere la riga che scompare dallo schermo (si può arrivare ad avere la capacità di memorizzare fino a 4 pagine intere).

Evidentemente, più di queste operazioni di text handling possono essere eseguite con la periferica in off-line (cioè sconnessa dal processore) e più essa può essere considerata potente, infatti anche quelle più semplici possono eseguire la scrittura di una pagina (data entry) in off-line, ma quando è possibile eseguirne cambiamenti (data editing), definirne le zone protette senza l'intervento della CPU, significa che la periferica stessa possiede molta memoria ed è in grado essa stessa di comprendere il linguaggio di comando.

Per quanto riguarda il colloquio con la CPU, anche in questo caso si possono avere vari gradi di intelligenza, specialmente nel caso di più terminali allo stesso processore.

Ad esempio, il terminale può rispondere automaticamente a certi codici di controllo, oppure in sistemi (detti multi-drop o polled) nei quali sono presenti più terminali connessi alla stessa linea, il terminale deve poter essere indirizzato dalla CPU, deve poter ricordare il proprio codice e rispondere solamente quando è chiamato.

Inoltre, in alcuni casi, può essere la CUP stessa a muovere il cursore od a leggerne la posizione.

Per quanto riguarda la memoria, alcuni display alfanumerici possono avere delle memorie di tipo read/write oltre quella strettamente necessaria alla visualizzazione.

È inoltre abbastanza comune che essi possano essere collegati ad una stampante o ad un floppy disc driver o ad altre periferiche.

Altre possibilità, infine, è che essi possano contenere delle ROM o delle PROM per la memorizzazione di zone protette, che debbono apparire sempre sullo schermo.

D) Display di tipo grafico

Poiché la maggior parte dei display alfanumerici possiedono una capacità di rappresentare grafici molto limitata (solo linee orizzontali o verticali, o punti), per la rappresentazione di disegni o grafici complessi viene demandata a display grafici.

Generalmente, questi tipi di display sono molto potenti e possiedono una grossa quantità di memoria.

Le loro capacità sono inoltre molte: possibilità di avvicinare o allontanare un disegno, di visualizzarne solamente una parte, di variare l'intensità delle linee (per poter evidenziare le parti nascoste in una rappresentazione tridimensionale) e di rappresentare oggetti con la possibilità della prospettiva.

Inoltre, i CRT possono essere anche a colori.

Una differenza notevole, che tra l'altro determina il basso o l'alto costo, è se il display necessita di un periodico rinfresco dell'immagine da parte del processore o no.

Per quanto riguarda i comandi, questi displai sono in grado di generare già da sè linee dalla funzione definitiva (vettori, cerchi, ellissi, rettangoli, ecc.) oltre naturalmente caratteri, ed è importante la velocità con la quale il display è in grado di generare queste figure.

Normalmente la gestione di questi display è effettuata da un sistema operativo specializzato, in pratica una collezione di subroutines che possano essere richiamate da opportuni comandi da tastiera con la possibilità di definire di volta in volta i parametri relativi alle dimensioni di

alcune figure o tratti campioni la cui combinazione permette la costruzione di figure più complesse.

B) Stampanti

Le stampanti sono ovviamente necessarie in tutti quei casi in cui si desideri avere un documento scritto dal proprio sistema di elaborazione.

Poiché questo avviene pressoché nella totalità dei casi in cui venga utilizzato un minielaboratore, la tecnologia delle stampanti è diventata sempre più affidabile e sofisticata, sia dal punto di vista elettronico che meccanico.

Questo perché lo scopo è essenzialmente quello di ottenere stampanti sempre più veloci senza con ciò diminuire le prestazioni generali e l'affidabilità.

Un punto importante per una stampante, conseguentemente, è quello di minimizzare e semplificare al massimo le parti meccaniche in movimento, metodo principale per aumentare l'affidabilità e la velocità e nel contempo diminuire il tempo necessario per la manutenzione, rendendole tra l'altro il meno possibile frequenti.

Per quanto riguarda le tecniche, le stampanti possono essere divise in due gruppi fondamentali: quelle ad impatto e quelle in cui l'impressione avviene mediante metodi elettrici o chimici (non impact printers).

La velocità di stampa, attualmente possono andare da 10 caratteri/secondo per le stampanti più semplici, sino a qualche centinaio al secondo, arrivando così ad un limite superiore di velocità dovuto al trasporto del modulo di carta.

È da notare, in ogni modo, che i metodi di stampa più veloci (ad esempio quelli a non impatto) possono generare solamente una coppia per volta, e questo può essere una grossa limitazione in alcuni sistemi.

Le stampanti ad impatto sono il tipo più comune, in quanto queste macchine sono adatte ad un largo spettro di applicazioni, sono affidabili e di manutenzione semplice.

La caratteristica di una stampante ad impatto di tipo seriale, generalmente, è quella di possedere un cilindro inchiostrato sul quale sono impressi tutti i caratteri.

Questo cilindro viene battuto da un martelletto sul foglio di carta dopo che il cilindro di stampa si è posizionato opportunamente, presentando verso il foglio il carattere voluto.

La stampa avviene per un carattere alla volta, dopo di che il cilindro si sposta di lato di una posizione, finché non si arriva a fine riga.

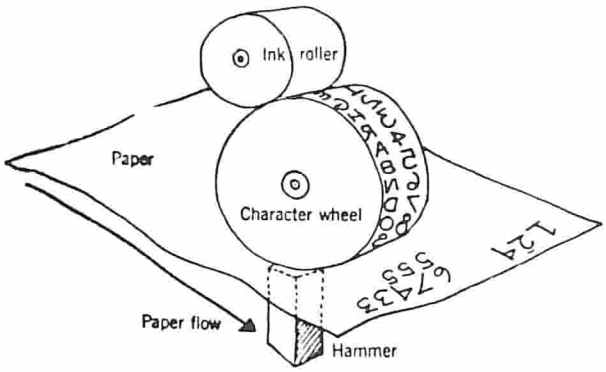
Con questo metodo è possibile raggiungere velocità che vanno da 10 caratteri/secondo (teletype) a circa 100 caratteri/secondo (printer technology).

Un altro metodo per realizzare una stampante seriale veloce, ma con poche parti in movimento, è quello di utilizzare una matrice di punti.

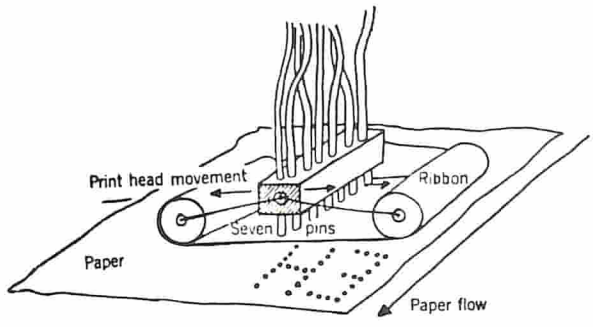
La stampante con matrice di punti genera i caratteri mediante una riga di 5 o 7 punti (realizzando così una matrice di 5×7 o 7×9 punti per ogni carattere) comandati da selenoidi che scorre lungo tutta la pagina.

I punti di stampa vengono quindi comandati 5 (o 9) volte per formare un carattere.

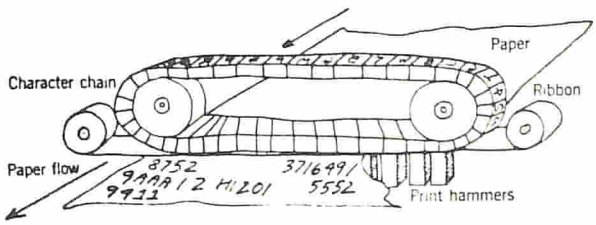
Per questo tipo di stampanti si deve notare che la strut-



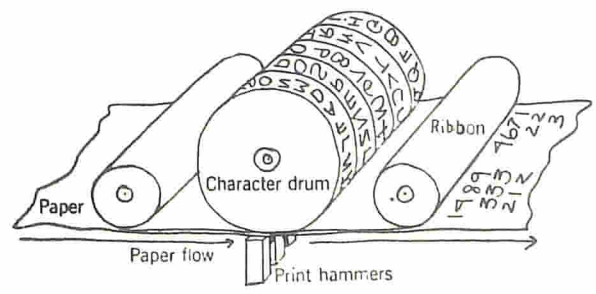
Stampante seriale.



Stampante con matrice di punti.



Stampante a catena.



Stampante a tamburo.

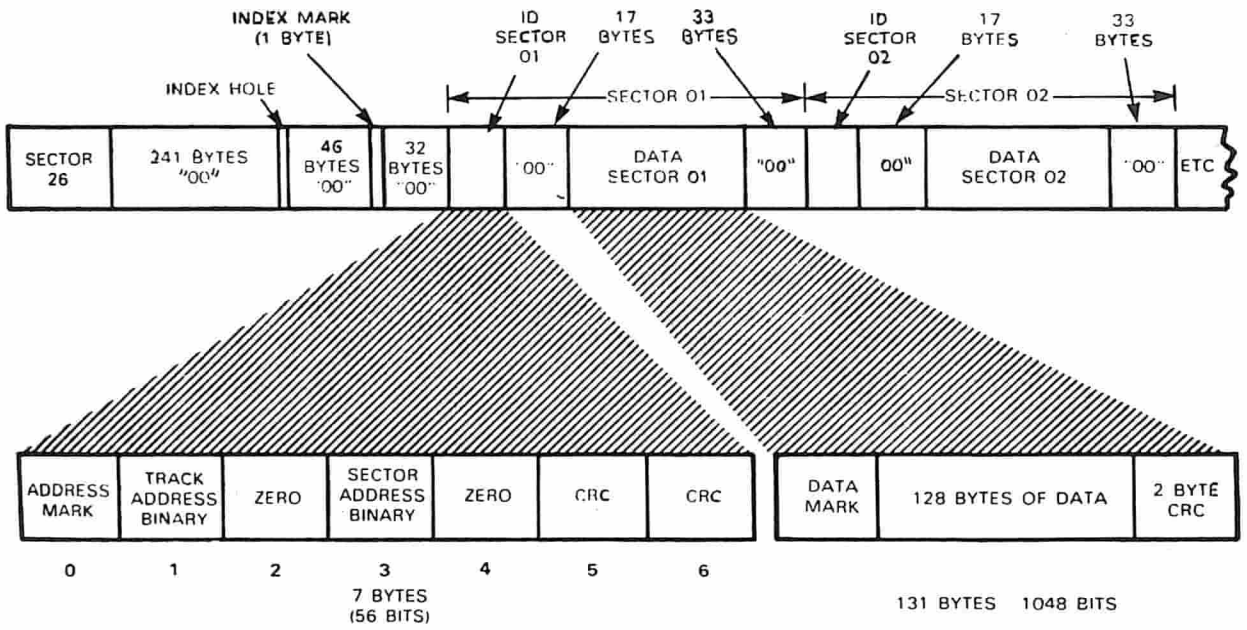


Fig. 5 - Formato IBM 3740.

tura meccanica è in generale affidabile (poche parti in movimento e molto semplici), ma che la matrice degli aghi di stampa deve operare molto (ad es. svolte ogni carattere) e quindi ha una usura rapida.

La velocità di queste stampanti è di 330 caratteri/secondo (centronics) oppure di circa 125 linee/minuto.

Conseguentemente, in tutte queste stampanti la testa ad aghi è facilmente sostituibile.

Più veloci ancora, anche più di 2000 linee/minuto, ma più costose sono le stampanti di tipo parallelo (linee impact printer) che stampano cioè un'intera linea alla volta.

Inoltre questo tipo di stampante viene considerato il più versatile ed il più affidabile e può essere suddiviso in due gruppi.

Le stampanti a tamburo (drum printers) possiedono un martelletto di stampa per ogni colonna ed un tamburo composto da altrettanti cilindri, ciascuno dei quali possiede l'intero set di caratteri stampabili.

Le stampanti a nastro (chain o train printers) possiedono un nastro sul quale sono impresse più serie complete del set di caratteri stampabili.

Questo nastro passa sotto il foglio di carta e il carattere desiderato viene stampato quando questo passa sotto il relativo martelletto.

Quando si deve scegliere una stampante, ci si deve porre una serie di domande e confrontare le varie periferiche sui seguenti punti:

— Set di caratteri necessario (le varie stampanti offrono set da 48, 64, 96, 128 caratteri).
— Possibilità (o necessità) di stampare più copie.
— Necessità di utilizzare carta normale o speciale (le stampanti di tipo elettrico, ad es., richiedono carta speciale).
— La rumorosità della macchina.
— Il grado di affidabilità che si desidera.

Per quanto riguarda l'interfacciamento, sono generalmente disponibili la compatibilità con la TTY (current loop), il comando parallelo (7 bit codice carattere + parità) al quale la stampante risponde con una linea di busy, livello TTL oppure RS 232 C.

Lettori di nastro veloci

Il lettore di nastro è una tipica periferica di input per sistemi a minicomputer o a microcomputer.

Esso è generalmente composto da un motore (di tipo passo-passo o d - c) che agisce su una o due rotelle dentate di trasporto del nastro perforato.

Per quanto riguarda la lettura, essa può essere meccanica (lettori lenti) oppure ottica (veloci, i più diffusi ed affidabili).

Per quanto riguarda la velocità di lettura, è normale 100-200 caratteri/secondo, si possono però avere lettori a 600 caratteri/secondo.

In ogni caso è importante la cosiddetta velocità di start/stop sul carattere, in quanto alcuni lettori di nastro possono avere velocità massime che sono compatibili con il sistema di lettura, ma che non garantiscono, per lo stop, la sicurezza che il nastro si fermi sul carattere successivo a quello letto.

Altre caratteristiche importanti sono, nei lettori ottici, la qualità dell'illuminazione e dei fototransistori di lettura (queste caratteristiche incidono sul tipo di nastro che è possibile leggere).

Per quanto riguarda la comodità d'uso del lettore di nastro, è importante che esso abbia la possibilità di montare avvolgitori di nastro o fanfold.

Per quanto riguarda l'interfaccia, essa è parallela, (8 bit) più alcuni segnali di controllo (quali sprocket, reader ready, ecc.) e di comando (run/stop, right/reverse, low speed, ecc.), tipicamente a livelli TTL.

Da notare l'importanza che il lettore non richieda temporizzazioni esterne per il comando, in quanto possono complicare l'interfacciamento con la CPU e non essere affidabili.

Floppy discs

Questa periferica viene applicata principalmente in raccolta dati, caricamento programmi, espansione della memoria in piccoli sistemi ecc.

Essa è stata sostanzialmente derivata dalle unità disc-pack dei sistemi a minicomputer o più grossi, mantenendone quasi integralmente la struttura, ma utilizzando una testa di scrittura/lettura a contatto.

Inoltre, viene utilizzato come supporto magnetico un disco compatto e di basso costo e si sono utilizzate tecnologie nuove sia nella testina che nel sistema di posizionamento di quest'ultima.

Un driver per floppy discs consiste di circuiti elettronici, parti meccaniche e trasduttori mediante i quali è possibile eseguire le seguenti operazioni:

— Ricevere e generare i vari segnali di controllo.
— Generare dei segnali di stato.
— Accedere ad una traccia.
— Scrivere o leggere i dati.

Una struttura tipica è quella di fig 1 (è rappresentato il driver 652 della Memorex).

Il sistema di posizionamento della testa consiste in un motore passo passo che, mediante una vite, sposta la testa di lettura/scrittura.

Il motore gira di multipli di 15°, spostando la testa da una traccia all'altra.

Il controllo della traccia sulla quale deve essere effettuato mediante la lettura dell'indirizzo della traccia, scritto sulla traccia stessa.

Il motore che comanda la rotazione del disco gira a 360 rpm, e viene connesso al disco mediante un mandrino, contro il quale viene premuto il disco quando si chiude lo sportello di protezione.

Come già detto, la testina che deve leggere o scrivere i dati sul disco magnetico, è di tipo a contatto, cioè striscia sul disco. Esso consta di un solo gap di scrittura o lettura, oltre ad altri due gap laterali di sola cancellazione.

Questi due gap cancellano constantemente due strisce laterali alla traccia di registrazione, allargando così le tolleranze meccaniche di posizionamento per le successive letture.

Si ha inoltre un attuatore che realizza una certa pressione della testa sul disco, realizzando così il massimo trasferimento di segnale tra testa e supporto magnetico (vedi fig. 2).

Il supporto magnetico (fig. 3) è costituito da un disco flessibile di Mylar dello spessore di 0,075 mm, sulle cui superfici è deposto uno strato di ossido magnetico.

Il disco è posto stabilmente in una busta di materiale plastico, avente un foro centrale per permettere il contatto disco/mandrino di trascinamento, ed un taglio nel quale la testina è posta a contatto con il disco.

L'interno della busta è rivestito da un materiale impregnato di sostanze a base di silicone per realizzare la lubrificazione e per trattenere sostanze estranee.

Da notare che la vita del disco è di circa 2 anni di rotazione continua senza testina a contatto, e di circa 10^6 giri con la testa a contatto per ogni traccia.

Il disco ha inoltre un foro di sincronizzazione, rivelato da un fototransistore, il quale genera di conseguenza un impulso ogni giro.

Formato dei dati

Come organizzare la memorizzazione dei dati entro ogni traccia del disco dipende solamente dalla comodità dell'utente.

Un metodo di memorizzare i dati è quello che utilizza il segnale di sincronizzazione (index) secondo la fig. 4.

All'inizio di ogni record, si hanno 128 clock necessari per la sincronizzazione.

Dopo di che, si ha un "data identifier" di 8 bits che indica lo start dei dati.

Per aiutare la ricerca ed il controllo del record, si dovrà poi scrivere un indirizzo della traccia e del settore.

Il blocco dei dati, come si può vedere, può contenere al massimo circa 4096 bytes.

Altro modo di organizzare i dati lungo una traccia è il formato IBM 3740.

Questo formato prevede 26 records per traccia, ciascuno dei quali contenente fino a 128 bytes di dati (vedi fig. 5).

All'inizio della traccia si hanno 79 bytes di sincronizzazione. Questa zona di sincronizzazione consiste di 46 bytes di dati "O", un byte di identificazione detto Index Mark e poi 32 bytes di dati "O".

Dopo la zona di sincronizzazione si ha un settore di indirizzamento.

Esso consta di 1 byte di identificazione detto Address Mark, 2 bytes che contengono l'indirizzo della traccia e del settore (record) e due bytes di CRC (Cyclic Redundancy Check).

Si hanno poi 17 bytes di dati "O", quindi il blocco dei dati, preceduto anche in questo caso da un Data Mark.

Questi bytes che segnano l'inizio dei tre settori di ogni record, sono un tipo particolare di dato, nel quale mancano dei clocks ("missing clock").

CASE COSTRUTTRICI DI DISPLAY

Adage, 1709 Commonwealth Ave., Boston, MA 02215. (617) 783-1100. (David Cooper).

Algorex Data, 6901 Jericho Turnpike, Syosset, NY 11791. (516) 921-7600. (Jeff Waxweiler).

Amperex Elec. Corp., Providence Pike, Slatersville, RI 02876. (401) 762-9000. (Ron Goga).

Ann Arbor Terminals, Inc., 6107 Jackson Rd., Ann Arbor, MI 48103. (313) 769-0926. (Barbara Evans).

Applied Digital Data Systems, 100 Marcus Blvd., Hauppauge, NY 11787. (516) 231-5400. (Richard Kaufman).

Astronautics Corp. of America, 907 S. First St., Milwaukee, WI 53204. (414) 671-5500. (R.D. Seinfeld).

Aydin Controls, 414 Commerce Dr., Fort Washington, PA 19034. (215) 542-7800. (Jack Adair).

Beehive Terminals, 870 W. 2600, S., Salt Lake City, UT 84120. (801) 487-0741. (Carl Rasmussen).

Bunker Ramo, Information Systems Div., Trumbull Industrial Park, Trumbull, CT 06609. (203) 377-4141. (Walter Clark).

Burroughs Corp., Burroughs Place, Detroit, MI 48232. (313) 972-7200. (Terminal Systems Product Mgr.).

Computek, 143 Albany St., Cambridge, MA 02139. (617) 864-5140. (Marvin Lewis).

Computer Optics, Berkshire Industrial Park, Bethel, CT 06801. (203) 744-6720. (William Taren).

Conrac Corp., Conrac Div., 600 N Rimsdale Ave., Covina, CA 91722. (213) 966-3511. (Elton Sherman).

Control Data Corp., 2401 N. Fairview Ave., Roseville. MN 55113. (612) 633-0371. (M.O. Arman).

Courier Terminal Systems, 2202 E. University Dr., Phoenix, AZ 85034. (602) 244-1392. (Richard Nosky).

CPS, 772 E. Evelyn Ave., Sunnyvale, CA 94086. (408) 738-0530. (John North).

Data General, Southboro, MA 01772. (617) 485-9100. (Ed Geithner).

Datamedia, 7300 N. Crescent Blvd., Pennsauken, NJ 08110. (609) 665-2382. (Kenneth Asquith).

Datapoint Corp., 9725 Datapoint Dr., San Antonio, TX 78284. (512) 690-7000. (Gerry Cullen).

Data 100, 7725 Washington Ave., S., Minneapolis, MN 55435. (612) 941-6500. (Paul Kraska).

Delta Data Corp., Woodhaven Industrial Park, Cornwells Heights, PA 19020. (215) 639-9400. (Robert Fuller).

Digi-Log Systems, Babylon Rd., Horsham, PA 19044. (215) 672-0800. (Ronald Mayer).

Digital Computer Controls, Inc., 12 Industrial Rd., Fairfield, NJ 07006. (201) 575-9100. (Vince Choffo).

Digital Equipment Corp., Maynard, MA 01754. (617) 897-5111. (Ed Canty).

Electronic Associates, Inc., West Long Branch, NJ 07764. (201) 229-1100. (Ray Moran).

Entrex, 168 Middlesex Turnpike, Burlington, MA 01803. (617) 273-0480. (Harry Bickers).

Evans & Sutherland Computer Corp., 3 Research Rd., Salt Lake City, UT 84112. (801) 582-5847. (D. Freeze).

Four-Phase Systems, 19333 Vallco Parkway, Cupertino, CA 95014. (408) 255-0900. (Marketing Services).

Fujitsu Ltd., 2-Chome 6-1 Chiyoda-ku, Tokyo, Japan 100. 03 21 63211. (H. Seimiya).

Genesis One Computer Corp., 300 E. 44 St., New York, NY 10017. (121) 557-3500. (Dan Kail).

GTE Information Systems, Inc., E. Park Dr., Mount Laurel, NJ 08057. (609) 235-7300. (Bud Barnes).

Hazeltine, Greenlawn, NY 11740. (516) 261-7000. (Thomas R. Foley).

Hewlett-Packard, Data Systems Div., 11000 Wolfe Rd., Cupertino, CA 95014. (408) 257-7000. (Ed Hayes).

Hughes Aircraft Co., Industrial Producs Div., 2020 Oceanside Blvd., Oceanside, CA 92054. (714) 757-12000. (Robert Curry).

IBM, 1133 Westchester Ave., White Plains, NY 10604. (914) 696-1900. (Data Processing Div.).

Imlac, 150 A St., Needham, MA 02194. (617) 449-4600. (Hiram French).

Incoterm, 6 Strathmore Rd., Natick, MA 01760. (617) 655-6100. (Edward Nevielle).

Information Displays, 150 Clearbrook Rd., Elmsford, NY 10523. (914) 592-2025. (C. Machover).

CASE COSTRUTTRICI DI DISPLAY (segue)

Informer, Inc., 2218 Cotner Ave., Los Angeles, CA 90064. (213) 477-4216. (Phil Friedman).

Infoton, Inc., Second Ave., Burlington, MA 01813. (617) 272-6660. (Ed McCormack).

Intelligent Systems, 2405 Pine Forrest Dr., Norcross, GA 30071. (404) 449-5961. (Charles Muench).

International Communications, 8600 N.W. 41 St., Miami, FL 33166. (305) 592-7654. (Brent Barkley).

ITT, Data Equipment and Systems Div., E. Union Ave., East Rutherford, NJ 07073. (201) 935-3900. (Ken Whitehouse).

Lear Siegler, Inc., Data Products, 714 N. Brookhurst, Anaheim, CA 92803. (714) 774-1010. (Tom Viggers).

Linolex Systems. Subsidiary of 3M, 5 Esquire Rd., North Billerica, MA 01862. (617) 667-4151. (Ms, Kelly Dvareckas).

Lundy Electronics & Systems, Inc., Glen Head, NY 11545. (516) 671-9000. (G. Albanese).

Megadata Computer & Communications Corp., 35 Orville Dr., Bohemia, NY 11716. (516) 589-6800. (J.A. Hill).

Mohawk Data Sciences, P.O. Box 16, Frankfort, NY 13340. (315) 792-2202. (Walter Sexton).

Motorola Display Products, 455 E. North Ave., Carol Stream, IL 60187. (312) 690-1400. (Bob Gatza).

Nuclide Corp., 642 E. College Ave., State College PA 16801. (814) 238-0541. (J. Kalasky).

Olivetti Corp. of America, 500 Park Ave., New York, NY 10022. (121) 371-5500. (James Parker).

Omron Systems, 432 Toyama Dr., Sunnyvale, CA 94086. (408) 734-8400. (E.E. Faber).

Ontel, 3 Fairchild Court, Plainview, NY 11803. (516) 822-7800. (Frank A. Kirby).

Optimation, Inc., 9259 Independence Ave., Chatsworth, CA 91311. (213) 882-6490. (Henry O. Wolcott).

Pertec Business Systems Div., 17112 Armstrong Ave., Santa Ana, CA 92705. (714) 540-8340. (Peter Craig).

Plantronics, Inc., 385 Reed St., Santa Clara, CA 95050. (408) 249-1160. (Wayne Thalls).

Princeton Electronic Products, P.O. Box 101, North Brunswick, NJ 08902. (201) 297-4448. (W. Herbener).

Raytheon Data Systems, 1415 Boston-Providence Parkway, Norwood, MA 02062. (617) 762-6700. (Ken Backer).

Research, Inc., P.O. Box 24064, Minneapolis, MN 55424. (612) 941-3300. (Dick Deegan).

Sanders Data Systems, Daniel Webster Hwy. S., Nashua, NH 03060. (603) 885-3727. (Richard Gorton).

SC Electronics, Inc., 530 Fifth Ave., NW, Brighton, MN 55112. (612) 633-3131. (Roy Thomas).

Shindengem Electric Mfg. Co., Ltd., New-Ohtemachi Bldg. 2-1 2-Chome Ohttemachi Chiyoda-ku, Tokyo, Japan, 03 27 94431. (H. Akihama).

Silver Glo Picture Tubes, Ltd., 12418 66 St., Edmonton, Alberta, Canada. (403) 475-7922. (W. Plath).

Sperry Univac, P.O. Box 500, Blue Bell, PA 19422. (215) 542-4011. (Frank B. Holst).

Stereotronics TV, 13720 Riverside, Sherman Oaks, CA 91403. (213) 783-7770. (Don Whitney).

Sycor, 100 Phoenix Dr., Ann Arbor, MI 48104. (313) 971-09000. (Gerry Hendein).

TEC Inc., 2727 N. Fairview Ave., Tucson, AZ 85705. (602) 792-2230. (Ron Owens).

Tektronix, Inc., P.O. Box 500, Beaverton, OR 97005. (6503) 644-0161. (Larry Mayhew).

Terminal Communications, Inc., 3301 Terminal Dr., Raleigh, NC 27611. (919) 834-5251. (William Rein, Jr.).

Texas Instruments, Digital Systems Div., Mail Station 2107, P.O. Box 2909, Austin, TX 78767. (512) 258-5121, Ext. 2539. (Computer Mkt.).

Trivex, 3180 Red Hill Ave., Costa Mesa, CA 92626. (714) 546-7781. (Woody Thompson).

Vector General, Inc., 21300 Oxnard St., Woodland Hills, CA 91364. (213) 346-3410. (C.M. Ceranowski).

Wang Laboratories, 836 North St., Tewksbury, MA 01876. (617) 851-4111. (Arnold Kraft).

Western Development Labs Div., Aeroneutronic-Ford Corp., 3939 Fabian Way, Palo Alto, CA 94303. (415) 494-7400. (Bernard Marcus).

Zentec, 2390 Walsh Ave., Santa Clara, CA 95050. (408) 246-7662. (Dennis Daniels).

IMPACT PRINTERS

Costruttore	Modello	Meccanismo di Stampa	Formazione del Carattere	Numero dei Caratteri	Velocità	Caratteri/ Riga	Compatibilità IBM/ TTY	Buffer
Anderson-Jacobson	841	character	full	88	15cps	130	yes	none
Baltica	60/1,2	serial	full	100	50-60cps	132	IBM	none
Centronics	101	serial	5×7 dot	64/128	165cps	132	no	full line
	101A	serial	9×7 dot	64/128	165cps	132	no	full line
	101AL	serial	5×7 dot	64/128	165cps	132	no	full line
	102A	serial	9×7 dot	64/128	330cps	132	no	full line
	306	serial	5×7 dot 9×7 option	64/128	100cps	80	no	full line
	500	serial	5×7 dot	64/128	100cps	132	no	full line
	308 w/ keyboard	serial	5×7 dot	64/128	120 cps	80	TTY	full line
Clary	SP20	character	full	64	20cps	1	yes	none
	AN16	character	full	64	25cps	1	yes	none
	2000	character	full	14	10-15cps	21	no	none
Computer Terminal	444	strip	full	64	25cps	N/A	IBM	none
	666	line	full	64	25cps	N/A	IBM	none
	888	line	full	64	600col min	N/A	IBM	none
	888/C	line	full	64	25cps	N/A	IBM	none
Computer Transceiver	1200	character	dot matrix	120	10 120cps	132	no	132 ch option
Diablo	HyType I model 1200	character	full	variable	30cps	132	IBM	none
Di-An	9030	character	9×7 dot	128	30cps	132	no	none
Data Products	2230	line/drum	full	64 or 96	300lpm	136	no	full line
	2310	line/drum	full	64 or 96 lpm	356-1100	80	no	20 char
	2410	line/drum	full	64 or 96	245-1100 lpm	no	24 char	
	2420	line/drum	full	64 or 96	245-1120 ipm	132	no	full line
	2440	line/drum	full	64 or 96	700-1800 ipm	132	no	full line
	2470	line/drum	full	64 or 96	1250 or 1800 lpm	132	no	full line
	2550	line/train	full	48 to 96	1550	132	no	full line
Datadyne	722	line/drum	full	16 or 64	600-2400 lpm	22	yes	22 col
Dytro	110	line	full	10 or 12	300 lpm	10	n/a	n/a
Esterline	P-500	line/drum	full	16	2.5 lps	20	no	none
Facit-Addo	3841	character	full	92	15cps	160	TTY option	none
	4552	strip	5×7 dot matrix	64	15cps	N/A	no	none
	4553	line	5×7 dot Matrix	64	15cps	80	no	none
	4501							
	4501	line	full	64	180lpm	18	no	none
	4508	line	full	64	150ips	12	no	none
General Electric	1200	character	full	94	120cps	80	TTY	none
	300	character	full	94	30cps	75	TTY	none
GTE	IS/7011	character	full	63	30cps	132	no	full line
	IS/7012	character	9×7 dot matrix	63	30 cps	132	no	full time
	IS/5581	character	full	96	30cps	132	yes	none

IMPACT PRINTERS (segue)

Costruttore	Modello	Meccanismo di Stampa	Formazione del Carattere	Numero dei Caratteri	Velocità	Caratteri/ Riga	Compatibilità IBM/ TTY	Buffer
Iomec	200	line	full	48/64/96	200lpm	132	no	full line
	352	line	full	48/64/96	350, 420	132	no	full time
Logicon	143	line	full	48 or 96	400/220	120/136	IBM	full line
	LPS/LP	full	full	64	600lpm	132	IBM	full line
Mohawk	4335	line	full	to 128	380ipm w/48 ch	to 136	no	full line
	4345	line	full	to 128	760ipm w/48 ch	to 136	no	full line
	5321	line	full	to 112	1250lpm w/48 ch	to 160	no	full line
NCR	640-102	line/drum	full	51 or 64	450 or 9000lpm	132	NCR	full line
	640-200	line/drum	full	51 04 64	3000lpm	132	NCR	full line
Odec	1423	line/belt	full	48/64/96	220-250	132	yes	full line
	1423/80	line/belt	full	48/64/96	220-250	80	yes	full line
	2423	line/belt	full	48/64/96	220-250	132	yes	full line
	2423/80	line/belt	full	48/64/96	220-250	80	yes	full line
Pertec	P7330	line/belt	Full	48/64/96	300lpm	optional	full line	
Potter	LP6150	line	dot matrix	128	180lpm	132	yes	full line
	LP6350	line	dot matrix	128	500lpm	132	yes	full line
	LP3500	line/chain	full	96	1500lpm	132	yes	full line
	LP3403	line/chain	full	96	1500lpm	132	yes	full line
Printer Technology	Printec-100	serial	full	64	35lpm	132	TTY option	266 char
	Printec-100A	serial	full	96	26lpm	132	TTY option	266 char
	800/1100/1200	serial	full	64/96	35/26lpm	132	n/a	full line
RCA	Extel	character	5×7 dot	64	10/15cps	74	TTY	no
SCM	7360	line/drum	full	64	600lpm	136	yes	full time
Singer	30 oem only	serial	5,9×7 dot	optional	30cps	80/132	optional	optional
	30 KSR	serial	5,9×7 dot matrix	64 30cps	10, 15,	80/132	yes	3 char
	30 RO	serial	5,9×7 dot matrix	64	10, 15, 30cps	80/132	yes	3 char
Sycor	2581	serial	dot matric	64/128	40cps	132	no	full line
	2582	serial	dot matrix	64/128	80cps	132	no	full time
	2583	serial	dot matrix	64/128	165cps	132	no	full line
Tally	2100	line	dor matrix	64/96	125lpm			
Tally	2100	line	dot matrix	64/96	125lpm	132	TTY	full line
	2200	line	dot matrix	64/96	200lpm	132	TTY	full line
Teletype	33ASR	character	full	63	10cps	72	TTY	none
	33KSR	character	full	63	10cps	72	TTY	none
	33RO	character	full	63	10cps	72	TTY	none
	35ASR	character	full	63	10cps	72	TTY	none
	35KSR	character	full	63	10cps	72	TTY	none
	35RO	character	full	63	10cps	72	TTY	none
	37ASR	character	full	94/126	15cps	72-80	TTY	none
	37KSR	character	full	94/126	15cps	72-80	TTY	none
	37RO	character	full	94/126		72-80	TTY	none
	38ASR, KSR, RO	character	full	94	10cps	132	TTY	none

IMPACT PRINTERS (segue)

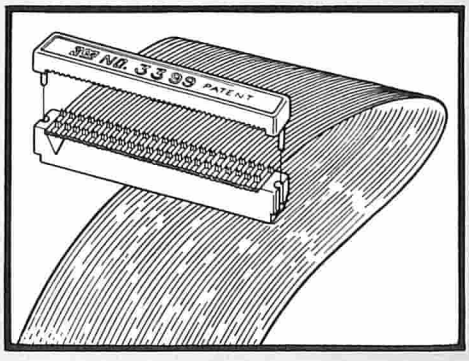
Tycom	730	line	full	88	10lpm	132	IBM	nome
	750	line	full	88	10lpm	132	IBM	none
	750	line	full	88	10lpm	132	TTY	* char
Typagrapf	DP-30 RO	serial	full	94	30cps	132	TTY	128 Char
Vogue	880E	line/drum	full	64/96	400lpm	80	RS232	full line
	880TC	line/drum	full	64/96	400lpm	80	RS232	500 char
	810	line/drum	full	73	400 col/min	18	IBM	1791 Char
	400C, TC	line/drum	Full	64/96	600lpm	132	RS232	full line
	828M	line/drum	full	28	400lpm	28	RS232	full line
Western Union	EDT33	character	full	94	10cps	72	ASCII	no
	EDT35	character	full	94	10cps	72	ASCII	no
	EDZ300	character	full	128	10, 15 30cps	118	ASCII	8ch
	EDT1200	character	full	128	10, 15 30cps	120	ASCII	64ch

NONIMPACT PRINTERS

Costruttore	Modello	Meccanismo di stampa	Velocità	Formazione del Carattere	Numero dei Caratteri	Caratteri/ Riga	Carta speciale	Compatibilità IBM/ TTY	Buffer
Anderson-Jacobson	AJ630 KSR	thermal	10, 15, 30cps	dot matrix	96	140	heat sensitive	yes	none
Computer Devices	1030	thermal	10, 15, 30cps	dot matrix	96	80	heat sensitive	TTY	none
	1030APL/ A	thermal	10,15, 30cps	dot matrix	96	80	heat sensitive	TTY	none
	1030APL/ B	thermal	10, 15, 30cps	dot matrix	88	80	heat sensitive	TTY	none
	1030APL/ ASCII	thermal	10, 15, 30cps	192	80	heat	TTY sensitive	none	
	1030APL/ 2741	thermal	10, 15, 30cps	dot matrix	176	80	heat sensitive	IBM	none
	1030 MULTICS	thermal	10, 15, 30cps	dot matrix	96	80	heat sensitive	TTY	none
	930	thermal	10,15, 30cps	dot matrix	96	80	heat sensitive	TTY	none
	thermal 830	10, 15, thermal	10,15, 30cps	dot matrix	96	80	heat sensitive	TTY	none
Computer Trans-ceiver	311/ 311C	thermal	10, 15, 30cps	dot matrix	128	80	heat sensitive	yes	none
	320/ 320C	thermal	10,15, 30cps	dot matrix	128	80	heat sensitive	yes	none
Data Int.	DI-240	magnetic	180lpm	dot matrix	96	72/80	no	TTY	120 ch
GTE	IS/7010	thermal	30cps	dot matrix	96	80	heat sens	yes	full line
Gould	4800	electrostatic	3000lpm	dot matrix	64/96/128	100/132	dielectric	IBM	full line
	5000	electrostatic	1200lmp	dot matrix	64/96/128	132	dielectric	IBM	full line
Scope	200	electro-graphic	240cps	dot matrix	128	80/132	electro-sensitive	yes	optional
Texas Inst.	Thermal printer	thermal	30cps	dot matrix	128	86	heat sensitive	optional	none
Varian	Statos 31	electrostatic	1000/ 1500lpm	dot matrix	64/120	140	dielectric	no	full line 2 line option
Versatec	LP-860	electrostatic	6000 lpm	dot matric	64/96/128	80	dielectric	yes	full line
	LP-1150	electrostatic	500lpm	dot matrix	64/96/128	132	dielectric	yes	full line
	LP-1616	electrostatic	300lpm	dot matrix	96/128	100	dielectric	yes	full line
	lp-1616	electrostatic	300lpm	dot matrix	96/128	100	dielectric	yes	full line
Xerox	1200	xero/graphy	4000lpm	full	95	132	no	no	none

C'è un'idea che sta entrando in testa a tutti.

Grazie al sistema "Scotchflex".



Con il sistema "Scotchflex", la 3M ha introdotto per prima in tutto il mondo una nuova soluzione per il cablaggio delle apparecchiature elettroniche.

Quattro famiglie di connettori autospellanti, una serie di cavi piatti e una pressa per l'assemblaggio sono tutto ciò che serve, per fare da 10 a 64 connessioni sicure con un solo, semplice gesto.

I vantaggi sempre piú apprezzati offerti dal sistema (risparmio di tempo, di spazio e sui costi di installazione) hanno spinto su questa strada altri costruttori.

Ma i 16 anni di esperienza del sistema "Scotchflex" restano la piú valida garanzia per chi cerca sempre la massima sicurezza e affidabilità.

Desidero ricevere ulteriori informazioni sul sistema "Scotchflex"

Nome.....

Ditta.....

Via.....

Città..... CAP.....

Spedire a: **3M Italia S.p.A.**
Servizio Pubblicità
C.P. 4298/4299
20100 Milano.

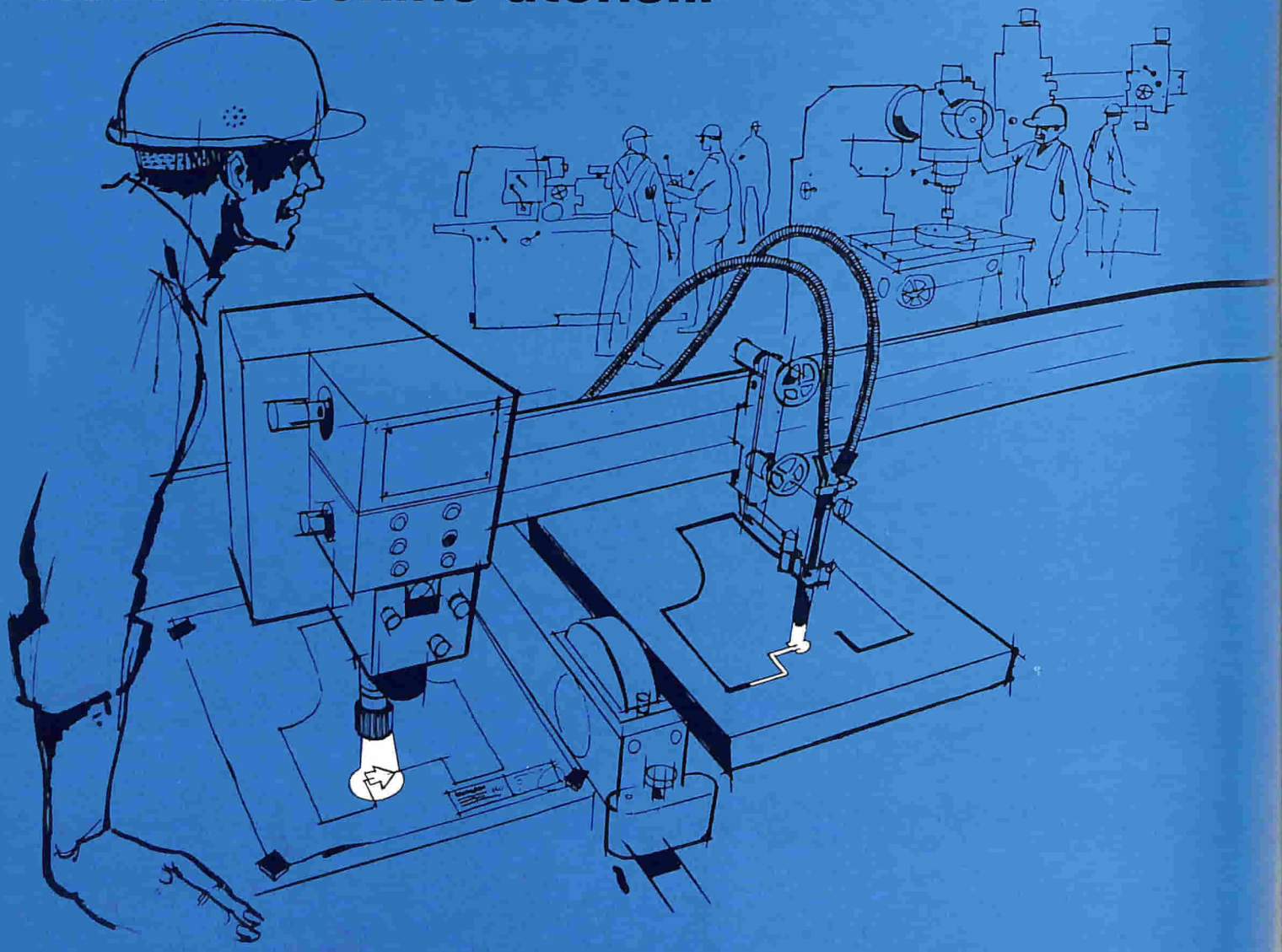
eo

3M

Pubblicità 3M

SIEMENS

sensori elettronici nelle macchine utensili



Oggi esistono macchine in grado di « leggere » i disegni, seguirne le linee e controllare in tal modo direttamente l'utensile con la massima precisione. Non hanno bisogno di maschere, di programmi al calcolatore, di schede perforate di comando: basta solo il disegno. Queste macchine sono fornite di due sensori opto-elettronici altamente sensibili, ossia, come nel nostro caso, due fotodiodi differenziali montati in sistemi opto-meccanici di precisione. I sensori opto-elettronici superano sotto molti aspetti lo stesso occhio umano, per precisione, velocità, obiettività, instancabilità. Offrono infinite applicazioni: dal controllo delle macchine utensili alla lettura dei nastri perforati e dei documenti di banca, dall'eliminazione dei fumi negli impianti di combustione alla regolazione di macchine da ripresa e flash. Vengono inoltre impiegati nei moderni impianti d'allarme, antincendio, in quelli ecologici, ecc.

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

sensori opto-elettronici della Siemens

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. D 1** sulla cartolina

INFORMATICA

Rif. 1

SISTEMI ANALOGICI "I/O" COMPATIBILI COL MICROELABORATORE

La Burr-Brown sta presentando una serie di periferiche analogiche compatibili col microelaboratore, del tipo illustrato alla **figura 1:** *queste schede a circuito stampato sono elettricamente e meccanicamente compatibili con i sistemi di microelaborazione Intellect 8, di produzione Intel.*

Le suddette unità periferiche sono state studiate per soddisfare le esigenze di numerosi utenti di microelaboratori, agli effetti dell'interfacciamento di segnali analogici rispetto agli impianti funzionanti sul sistema digitale, e comprendono tre diversi sistemi, vale a dire:

- *Il tipo MP8104, sistema di uscita a quattro canali.*
- *Il tipo MP8208, sistema completo di acquisizione dati ad otto canali.*
- *Il tipo MP8216, sistema completo di acquisizione dati a sedici canali.*

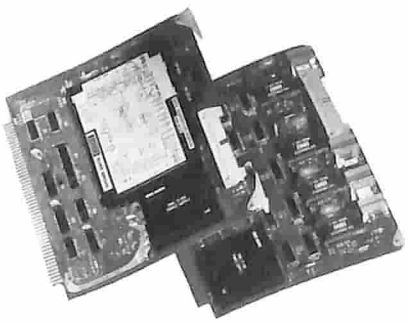


Fig. 1 - Particolare della tecnica costruttiva di una delle periferiche analogiche compatibili con i microelaboratori, di recente introduzione da parte della B-B.

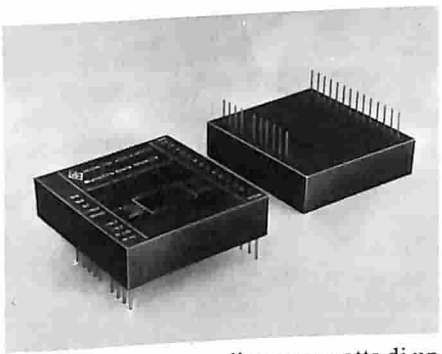


Fig. 2 - Struttura semplice e compatta di un esemplare dei nuovi moduli singoli per la conversione S/D e D/S, della North Atlantic.

Rif. 2

PRIMATO INDUSTRIALE NEL CAMPO DELLA CONVERSIONE S/D

Dalla North Atlantic ci giunge la comunicazione relativa alla recente presentazione di un modulo singolo del tipo S/D e D/S.

Il modulo di conversione sincro-digitale tipo LSI/85 (vedi **figura 2**) *impiega un "chip" della categoria LSI molto progredito, che aumenta la sicurezza di funzionamento e le prestazioni con costi di produzione rdotti. Il convertitore è compatibile con le logiche TTL, e può essere usato anche nelle interfacce del tipo MOS, senza alcuna modifica: sono infine disponibili versioni con risoluzione di 14 e di 10 "bit".*

Un altro modulo di conversazione digitale-sincrono, della serie 785, consente il funzionamento con una superficie di 1,6 VA unitamente ad una elevata densità di impaccamento, per il funzionamento nella gamma termica compresa tra —55 e + 105° C.

Questi convertitori modulari di tipo molto moderno sono compatibili con le strutture attualmente esistenti, e consentono al progettista una sorgente alternativa con importanti miglioramenti, soprattutto per quanto riguarda le prestazioni.

Rif. 3

TERMINALE VIDEO

La Sperry Univac ha presentato il terminale "Uniscope 200", che è in grado di visualizzare fino a 1.920 caratteri, su di uno schermo di quindici pollici.

L'assoluta mancanza di riflessi nel video permette una lettura perfetta riducendo assai le possibilità di errore dell'operatore, rendendogli il lavoro meno pesante.

La particolare ampiezza dello schermo aumenta la produttività del sistema, in quanto — a parità di volumi — diminuisce il numero delle operazioni necessarie, riduce il numero delle battute sulla tastiera, accelera la velocità di responso dell'unità centrale, e permette una migliore utilizzazione delle periferiche.

Il dispositivo permette di sfruttare efficacemente le possibilità offerte dalle "tape cassette 610", in grado di memorizzare fino ad 1,4 milioni di caratteri in settecento dischi di 1.920 caratteri ciascuno. È evidente infatti che — anche operando con le 610 — le dimensioni dello schermo permettono una considerevole riduzione dei tempi di trasmissione e di calcolo del sistema centrale.

Oltre alla maggiore ampiezza del video, le caratteristiche dell'Uniscope 200 comprendono tutte le qualità tecnologiche e funzionali già ampiamente collaudate dagli utenti dell'Unicope 100: sicurezza e semplicità di funzionamento, facilità di manutenzione, e possibilità di collegarsi ad una vasta gamma di unità.

Fig. 3 - Stampante "COM" tipo 1603, di recente presentazione da parte della Memorex.

Rif. 4

STAMPANTE COM 1603

L'impianto per microfilm con uscita per calcolatori prodotto dalla Memorex rappresenta una delle più interessanti realizzazioni del nostro tempo nel campo dell'elaborazione dei dati.

I numerosi benefici che derivano dall'impiego di questo impianto sono reali e tangibili, in quanto si basano su risultati documentati dalle organizzazioni che hanno installato impianti di questo tipo.

La Memorex ha aumentato il rendimento delle sue apparecchiature, migliorando anche l'economia, ed apportando notevoli semplificazioni nell'impostazione dei dati, e nella loro interpretazione.

In particolare, una delle aggiunte più interessanti consiste nella stampante tipo 1603, illustrata alla **figura 3** *frontalmente: si tratta di un'apparecchiatura compatibile con le stampanti in linea IBM 1403 ed 1443, il che significa che è possibile aggiungere ad un impianto l'unità tipo 1603, senza apportare alcuna modifica sostanziale.*

Non sono infatti necessarie aggiunte nel "software" di tipo speciale, per ottenere la regolare registrazione su pellicola. L'unità è munita della propria sezione di controllo incorporata, che ne permette l'interfacciamento con i sistemi/360 e /370, mediante semplici collegamenti a spinotti.

Rif. 5

UNA "ROM" DA 16.000 "BIT"

Sfruttando l'elevato rendimento del procedimento "Giant II N-Channel Ion-Inclant", la General Instrument Corporation ha sviluppato una memoria per sola lettura a sedici k "bit", molto competitiva, da usare in abbinamento col microelaboratore 8080 della Intel, e con altri microelaboratori.

La nuova memoria, organizzata in parole di 8 "bit", si affianca alla memoria organizzata in parole di 4 "bit", già presente da tempo sul mercato.

Con il procedimento citato si ottengono rendimenti elevati, e — di conseguenza — i prezzi sono diventati assai competitivi. Ad esempio, per ordini superiori a 2.500 pezzi non vengono addebitate le spese per la maschera, ed il prezzo unitario si aggira attorno alle sei sterline.

Grazie a questo prodotto, la Fabbrica ha già conquistato una notevole posizione nel mercato delle memorie per microelaboratori, ed è pertanto programmabile il trasferimento della produzione in Europa entro i prossimi mesi, allo scopo di soddisfare più rapidamente le rischieste sempre crescenti del mercato.

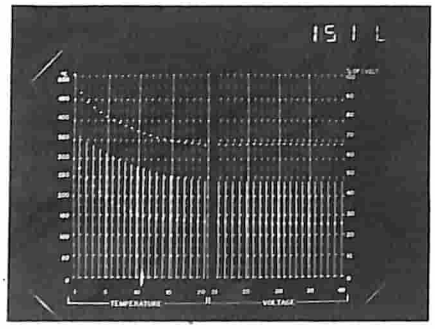


Fig. 4 - Esempio di rappresentazione grafica ottenibile sullo schermo a raggi catodici mediante il barografo della Metrascope.

Rif. 6

BAROGRAFO PER LA RIPRODUZIONE DI PROFILI

La Metrascope ha realizzato una unità per la produzione diretta di profili in continuità, per colonne frazionanti, fornaci, reattori tubolari, rilevatori di pressione, impianti petrolchimici e procedimenti industriali, il cui sistema di indicazione è illustrato alla **figura 4.**

L'unità è in grado di campionare fino ad ottanta tensioni provenienti da termocoppie o da altri trasduttori, con elevata velocità, ossia fino a circa duemila campioni al secondo, provvedendo immediatamente al condizionamento, e presentandole sotto forma barografica verticale sullo schermo di un tubo a raggi catodici, in tempo reale.

La rappresentazione grafica ottenuta sullo schermo può quindi consistere in un sistema di assi cartesiani che illustra le reciproche relazioni tra due diversi parametri.

Un altro indicatore a lettura diretta è disponibile nell'angolo superiore destro dello schermo, e permette all'operatore di leggere, in forma numerica precisa, qualsiasi indicazione termica come pure un eventuale segnale di allarme predisposto lungo l'impianto.

L'apparecchiatura prevede appositi raccordi, che si differenziano tra loro a seconda del tipo di segnale introdotto per l'elaborazione e per la relativa rappresentazione.

Rif. 7

NUOVO SERVIZIO PER LA CONCEZIONE ASSISTITA MEDIANTE ORDINATORE

Quando si tratta di meccanizzare un procedimento di produzione, usufruendo dei dati disponibili, e raggruppandoli in modo da ottenere un risultato razionale per prendere le decisioni più importanti, la cosiddetta concezione assistita mediante ordinatore rappresenta la soluzione ideale.

Tuttavia, a causa della sensibilità che tali apparecchiature presentano nei confronti degli eventuali segnali interferenti, è inevitabile ricorrere all'impiego di filtri elettronici e di circuiti di correzione dell'ampiezza e del tempo di propagazione di gruppo, che possono essere sviluppati su di una base economica, e secondo le specifiche dell'utente.

Sotto questo aspetto, la S.A. Cobar Barco Electronic può sviluppare qualsiasi prototipo in qualsiasi quantitativo.

A titolo di esempio, la **figura 5** *rappresenta l'aspetto di un moderno modulatore a bande laterali asimmetriche, munito di filtro calcolato appunto mediante l'aiuto di un ordinatore.*

Disponendo naturalmente dei parametri necessari, le suddette apparecchiature possono essere calcolate con caratteristiche strettamente conformi alle esigenze, evitando cioè l'impiego di circuiti di componenti non assolutamente indispensabili, a tutto vantaggio dell'economia e della sicurezza di funzionamento.

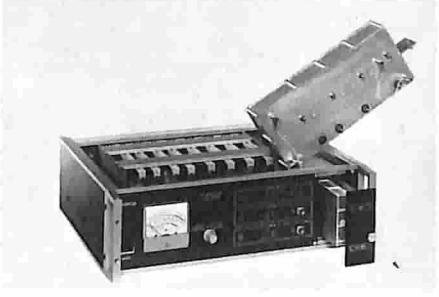


Fig. 5 - Modulatore a bande laterali asimmetriche con filtro calcolato mediante l'impiego di un ordinatore.

Rif. 8

UNA CARTOLINA DI MEMORIA "RAM" STATICA

La Motorola annuncia la disponibilità di una cartolina a circuito stampato contenente due blocchi (1 k-byte per blocco) di memoria ad accesso casuale di tipo statico.

La suddetta cartolina risulta direttamente compatibile con tutti i sistemi di valutazione e di sviluppo per microelaboratore della serie N6800, della stessa Fabbrica. Gli utenti della valigetta del tipo "B", contenente il sistema di valutazione e di sviluppo, possono constatare che questa cartolina può essere inserita direttamente nella presa di "scorta" disponibile nella valigetta. Per gli utenti della valigetta Motorola del tipo "A", questa presa può essere facilmente aggiunta.

Rif. 9

NUOVI SUPPORTI PER CI PER ELABORATORI

Sebbene si tratti in realtà di una notizia che avrebbe potuto far parte della rubrica "Nuovi Componenti", riteniamo utile avvalerci di questa rubrica, in quanto si tratta di un'applicazione particolarmente adatta per l'allestimento di elaboratori elettronici.

La nuova serie di supporti per circuiti integrati prodotti dalla Augat è disponibile nelle dimensioni di mm 100 × 160 e 160 × 233; i suddetti pannelli presentano uno spessore di circa 1,6 mm, recano connessioni stampate in rame da entrambi i lati, e vengono prodotti in vetro epossidico, con linee di tensione e di massa collegate direttamente ai terminali per l'inserimento nello zoccolo.

La **figura 6-A** *ne rappresenta un esemplare nel quale tutti i punti di ancoraggio sono*

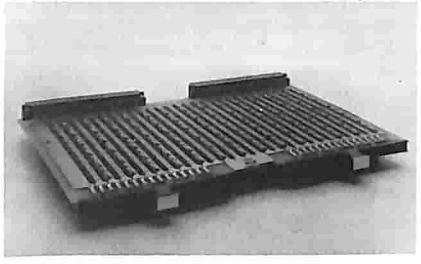


Fig. 6-A - Aspetto di uno dei pannelli di supporto per circuiti integrati, ideati per facilitare l'allestimento di impianti complessi di elaborazione.

stati contrassegnati mediante un'apposita codificazione di linee e di colonne, che permettono la rapida identificazione dei diversi punti del circuito, con notevole risparmio di tempo sia agli effetti dei controlli, sia agli effetti del montaggio.

L'esemplare illustrato invece alla **figura 6-B** *è di diversa struttura, ed è munito di un diverso sistema di contatto per i circuiti esterni, realizzato sia mediante contattiera multipla, sia mediante innesti a pressione, che possono eventualmente essere anche di tipo schermato.*

Nei modelli principali, si riscontrano complessivamente trentacinque diverse disposizioni circuitali, caratteristica comune dei modelli a pannello singolo.

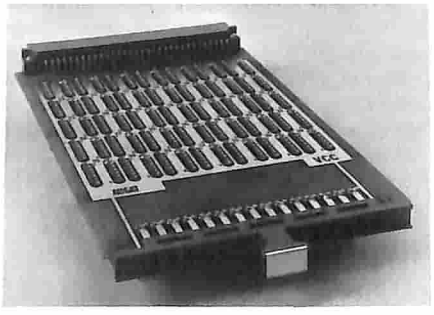


Fig. 6-B - Altro prototipo di supporto per circuiti integrati, recante i dati di codificazione attraverso i quali è possibile individuare le diverse funzioni che vengono svolte sul pannello.

Rif. 10

NUOVO CALCOLATORE DA TAVOLO

Un nuovo calcolatore da tavolo, più piccolo, più veloce, e con maggiori capacità di interfacciamento di qualunque altro modello dello stesso prezzo, ed una stampante compatta e di linea pulita, in grado di diagrammare e di tabulare, sono stati annunciati dalla Hewlett-Packard.

Il nuovo calcolatore modello 9815 costa meno di tre milioni, ed è stato progettato per scienziati, ingegneri, ricercatori, tecnici, ecc., per scopi generali o particolari. La nuova stampante modello 9871 costa a sua volta tre milioni e mezzo circa, e può essere collegata a qualsiasi calcolatore della serie 9800, della stessa HP.

Il modello 9815 sfrutta una nuova tecnologia che permette di fornire all'utente finale prestazioni superiori ad un prezzo inferiore; la stampante 9871 — invece — grazie alle innovazioni del disegno meccanico si presenta più compatta, più flessibile e più veloce della stampante tipo macchina da scrivere usata fino ad oggi.

Ad esempio, il calcolatore modello 9815 comprende una cartuccia magnetica bidirezionale, che è più veloce, più compatta, più densa di informazioni di qualunque altra cassetta magnetica di pari dimensioni, e possiede una stampante ad effetto termico in grado di scrivere parole e numeri. Inoltre, usa un nuovo circuito integrato prodotto e sviluppato dalla stessa HP per la memoria, che permette l'impiego più razionale dello stesso calcolatore.

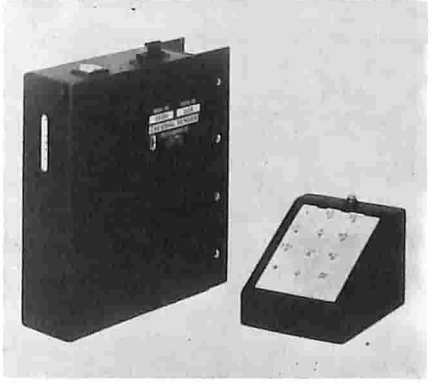


Fig. 7 - Trasmettitore "key/dial", in grado di riconoscere i segnali di arresto normalmente inviati tramite un quadrante di tipo rotante.

Rif. 11

TRASMETTITORE "KEY/DIAL"

Studiato per sostituire direttamente i quadranti rotanti sui cosiddetti "toll boards", il nuovo trasmettitore di **figura 7,** *realizzato dalla Calculagraph Company presenta tutte le caratteristiche di sicurezza che contraddistinguono le apparecchiature elettroniche allo stato solido, ed un dispositivo automatico di arresto incorporato. L'apparecchiatura consiste nell'unità "key/dial" montata in sostituzione del quadrante rotante, e nell'unità di trasmissione propriamente detta.*

Durante l'impiego, l'operatore imposta tutte le cifre del numero chiamato direttamente sul quadrante "key/dial": tutte le suddette cifre (fino ad un massimo di venti) vengono immagazzinate nell'unità di trasmissione, ed emesse sotto forma di impulsi con frequenze standard. Il ritmo di inoltro, il rapporto tra chiusura e interruzione, la pausa tra una cifra e quella successiva, devono essere precisati dall'utente, e sono parametri predisposti in Fabbrica. La lampada di segnalazione di "pronto per l'uso" indica quando la trasmissione degli impulsi è stata completata, per cui l'apparecchiatura è pronta per accogliere un numero successivo.

Sia l'unità completa propriamente detta, sia la sola basetta a circuito stampato, possono essere sostituite immediatamente in loco, senza compromettere il funzionamento dell'intero impianto. L'unità di trasmissione è munita di interruttore generale di accensione, di fusione del tipo ad indicazione, e di punti di prova facilmente accessibili.

I vantaggi principali consistono nel minor tempo di impiego, nella manutenzione ridotta, nel funzionamento più silenzioso, nel minor numero di errori, e nel minimo affaticamento dell'utente.

Fig. 8 - Elaboratore di calcolo di tipo economico in grado di convertire i dati di natura digitale in unità di misura per la valutazione diretta dei parametri.

Rif. 12

ELABORATORE DI CALCOLO DI TIPO ECONOMICO

Il lavoro relativo all'impiego delle tabelle di conversione, e l'uso dei calcolatori programmabili o dei minicalcolatori per convertire valori digitali misurati in unità elettriche o nelle unità equivalenti a seconda della particolare applicazione (metri al secondo, centimetri al secondo, decibel, ecc.), possono essere svolti di solito da apparecchiature complesse e costose.

Un nuovo elaboratore di calcolo è stato però realizzato recentemente dalla California Instruments Division della Aiken Industries Incorporated (vedi **figura 8**), *in grado di funzionare con un massimo di tre ingressi fino a sei cifre (variabili), oltre ad un valore decimale fluttuante, ed al contrassegno di polarità. Questi ingressi, in unità elettriche, vengono ridotti dal dispositivo CP 70, in informazioni direttamente utili, che sono già adeguatamente scalate, calcolate e convertite in equivalenti rispetto alle unità effettivamente necessarie.*

Il prodotto finale appare sul pannello frontale, come si vede nella foto. I dati di uscita sono disponibili sia in caratteri paralleli, sia —facoltativamente —in forma seriale, ed è infine stata prevista la possibilità di registrazione.

La precisione è analoga a quella dei calcolatori elettronici a otto cifre, in quanto — indipendentemente dalla precisione e dalla risoluzione delle variabili di ingresso applicate — il dispositivo stesso presenta una precisione di calcolo inerente di otto cifre.

Quando viene usato per linearizzare o convertire l'uscita proveniente da termocoppie o da altri dispositivi analoghi di tipo non lineare, la sezione logica del CP 70 fa sì che l'elaboratore esamini ed applichi all'ingresso di una memoria per sola lettura le due cifre più significative della variabile di ingresso, che rappresenta l'uscita in millivolt della termocoppia o di qualsiasi altro trasduttore; a sua volta, la memoria produce un segnale di uscita equivalente alla forma d'onda della curva della termocoppia, in corrispondenza della temperatura misurata. Convertendo poi l'equazione appropriata in un segmento molto stretto della curva termica rappresentata dall'area di interesse di ciascuna lettura, la precisione di conversione risulta notevolmente maggiore.

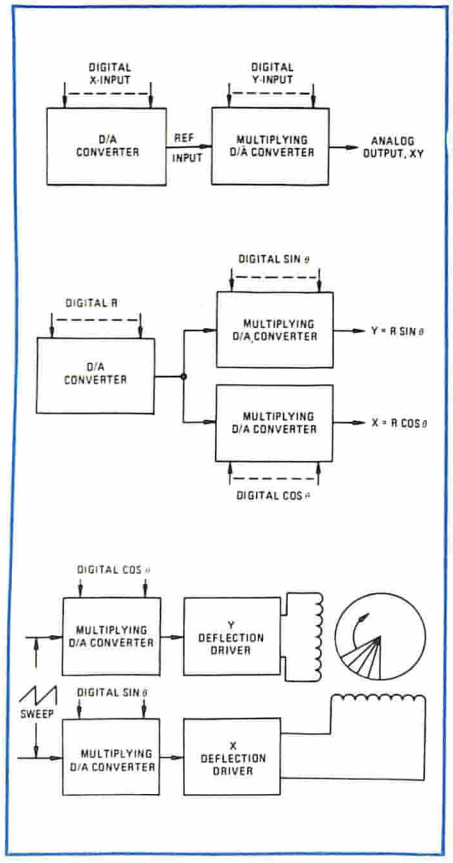


Fig. 9 - Tre diverse applicazioni che è possibile realizzare con i convertitori D/A: in "A" metodo di moltiplicazione di due ingressi digitali; in "B" un sistema di conversione polare/rettangolare, ed in "C" un generatore di impulsi del tipo PPI.

Rif. 13

APPLICAZIONI DEI CONVERTITORI D/A DI MOLTIPLICAZIONE

Nel programma di produzione della ILC Data Device Corporation sono presenti numerose apparecchiature di elaborazione, componenti, unità in grado di funzionare in modo autonomo o in abbinamento in impianti complessi, ecc.

Nel campo di applicazione dei convertitori D/A sono di un certo interesse alcune recenti innovazioni: ad esempio, la **figura 9** *illustra in forma semplificata gli schemi a blocchi di tre nuove applicazioni: in* **A** *è rappresentata la funzione che viene svolta per moltiplicare tra loro due ingressi di tipo digitale: in* **B** *un sistema di conversione dalla forma polare a quella rettangolare, ed in C il metodo di produzione di segnali del tipo PPPI.*

Sebbene i convertitori A/D ed i tipi D/A svolgano funzioni reciprocamente opposte, le rispettive caratteristiche di trasferimento non risultano esattamente inverse: nel convertitore D/A ciascun ingresso digitale produce un unico valore dell'uscita analogica, e tutti i punti di ingresso-uscita si trovano su di una linea retta. Al contrario, nel convertitore A/D, qualsiasi valore analogico entro ± 1/2 LSB del valore identico, fornisce la medesima uscita digitale, per cui quest'ultima rappresenta una certa approssimazione della relazione ideale a linea retta.

Ne deriva che la rappresentazione di un errore di quantizzazione rispetto all'ingresso analogico assume l'aspetto visibile nel grafico di **figura 10,** *dal quale si rileva che l'errore di quantizzazione varia in modo ciclico secondo l'andamento di una curva a dente di sega da ± 1/2 LSB ad un valore compreso tra 0 e —1/2 LSB.*

Con queste interessanti applicazioni è stata resa possibile la realizzazione di diverse unità di conversione, che sono praticamente adatte a soddisfare qualsiasi esigenza specifica nel campo dell'elaborazione dei dati. Un esempio tipico è quello illustrato alla **figura 11,** *convertitore A/D da 10 "bit".*

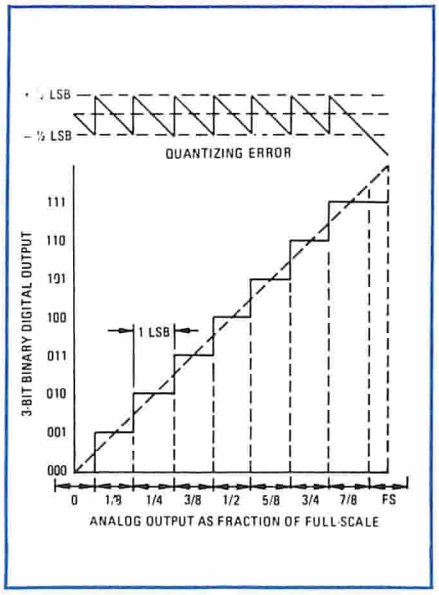


Fig. 10 - Caratteristica di trasferimento di un convertitore A/D, da 3 "bit".

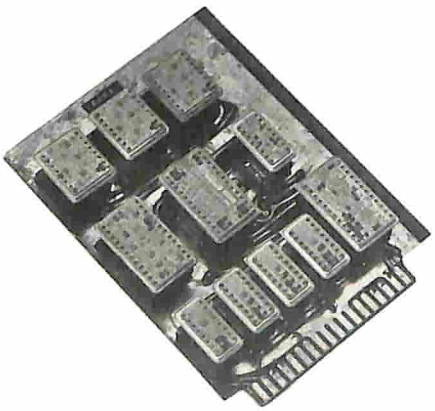


Fig. 11 - Fotografia di una tipica realizzazione costituita da un convertitore A/D da 10 "bit".

Rif. 14

SVILUPPO DI PROGRAMMI PER IL MICROELABORATORE COSMAC DELLA RCA

La RCA Solid State-Europe ha pubblicato una guida allo sviluppo dei programmi per il microelaboratore tipo "Cosmac".

La guida consiste in un manuale riccamente illustrato per la progettazione di programmi applicativi per prodotti basati appunto sul Cosmac. Innanzitutto, il manuale descrive la struttura del microelaboratore, affinché i progettisti di programmi possano familiarizzarsi con i suoi registri ed il repertorio di istruzioni, nonché con altri funzioni quali la rimessa a zero, l'avvio, l'accesso diretto alla memoria e l'interruzione.

Il linguaggio assemblatore fornisce al programmatore un mezzo per scrivere e modificare i programmi, usando una mnemonica conveniente. Esso è stato ideato per offrire al progettista il controllo completo su programma oggetto, generato con la massima convenienza e leggibilità.

Rif.15

SISTEMI DI MEMORIA INTEL

La Intel è notoriamente specializzata nello studio e nella produzione di sistemi di memoria in grado di soddisfare esigenze specifiche individuali: le schede prodotte vengono usate come "mattoni" per l'allestimento di grossi edifici costituiti da calcolatori elettronici di piccole, medie e grosse dimensioni, corrispondenti alle necessità di aziende, laboratori, ecc., nei campi più disparati.

Tra le più recenti innovazioni notiamo, in un ricco catalogo che la stessa Intel invia agli interessati, la presentazione del sistema di memoria ad accesso casuale denominato "in-10", la cui struttura è illustrata alla **figura 12-A.**

Il modello "in-10" rappresenta l'approccio più economico per un sistema di memoria di dimensioni moderate, e ad alta velocità. Il

Fig. 12-A - Aspetto di un sistema di memoria ad accesso casuale del tipo denominato "in-10 Memory System".

sistema è stato studiato per consentire la massima sicurezza di funzionamento, parallelamente alla massima economia. Questi dispositivi presentano una configurazione fondamentale di 4k × 18 oppure 8k × 9, ottenuta mediante due basette intercambiabili, una basetta di memoria e una di controllo.

La basetta di controllo è in grado di funzionare fino al massimo di 32k parole × 18 "bit", oppure 65k parole × 9 "bit". (otto schede).

La foto di **figura 12-b** *illustra invece l'aspetto del sistema di memoria, sempre ad accesso casuale, denominato "in-26": in questo dispositivo si fa uso di un circuito di memoria particolarmente semplice. Esso comprende una memoria statica studiata per ottenere la più elevata sicurezza di funzionamento e la massima economia nelle applicazioni di immagazzinamento del tipo ad accesso casuale.*

Munito di sistema di memoria completo su di un unico circuito stampato, questo dispositivo presenta una capacità fondamentale di 4k × 10, che però può essere estesa a 65k × 10, sebbene sia disponibile anche nella versione minima con capacità di 1k × 10.

Le dimensioni compatte del sistema di memoria lo rendono ideale all'impiego come separatore di immagazzinamento per diverse applicazioni periferiche in un impianto di elaborazione. In sostanza, questo secondo sistema di memoria è stato studiato espressamente per ottenere l'interfacciamento con i microelaboratori Intel da 4 ed 8 "bit", contraddistinti dai numeri di modello 4004, 4040, 8008 ed 8080.

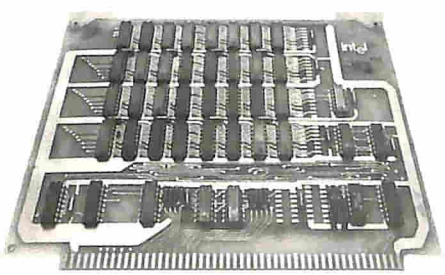


Fig. 12-B - Anche il sistema di memoria ad accesso casuale denominato "in-26 Memory System" presenta interessanti caratteristiche e prestazioni, soprattutto per quanto riguarda la sicurezza di funzionamento ed il costo ridotto.

Rif. 16

UN MICROELABORATORE DIDATTICO

Progettato in modo da costituire una versione completa, sia pure a scala ridotta, di un moderno calcolatore numerico, il Modello 40 della Adtech Incorporated, illustrato alla **figura 13-A,** *è destinato all'impiego nelle aule scolastiche, nei laboratori di programmazione per gli studenti, ed anche agli effetti dello studio delle caratteristiche costruttive dei calcolatori.*

Si tratta di un'apparecchiatura adatta ai fini didattici, per spiegare le tecniche digitali, la struttura concettuale degli elaboratori, i sistemi di manutenzione degli impianti di elaborazione, nonché la tecnica di ricerca dei guasti, ed infine il linguaggio di programmazione di un impianto di questo genere.

Il calcolatore presenta la forma di un tipico schema a blocchi, e tutte le funzioni vengono svolte mediante unità intercambiabili di tipo logico, tutte brevettate. Dal momento che tutto il cablaggio è visibile e codificato a colori, e che le uscite logiche sono tutte munite di segnalatori ottici, gli studenti hanno la possibilità di seguire con estrema facilità le operazioni.

La tecnica di programmazione attraverso una tastiera semplificata viene appresa in pochi minuti. Un lettore di schede ed una stampante sono disponibili in aggiunta come apparecchiature facoltative.

Altri accessori possono essere aggiunti con molta comodità, mediante il collegamento di unità logiche supplementari. L'impiego globale di circuiti del tipo TTL nell'intera apparecchiatura consente il collegamento

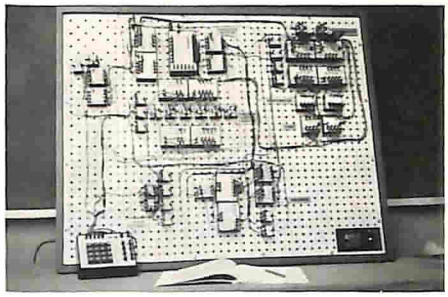


Fig. 13-A - Metodo didattico di allestimento del calcolatore sperimentale della Adtech Incorporated, attraverso il quale risulta facilitata la tecnica di insegnamento dei principi fondamentali, della tecnica di impostazione e di interpretazione dei dati, e dei procedimenti di manutenzione.

diretto alla maggior parte delle unità periferiche degli impianti di elaborazione, anche per quanto riguarda i laboratori della stessa Fabbrica.

Per meglio illustrare le prerogative didattiche dell'unità, la **figura 13-B** *rappresenta lo schema logico dell'unità di memoria, della quale fanno parte complessivamente otto unità logiche, mentre la* **figura 13-C** *rappresenta lo schema elettrico, sempre del tipo a blocchi, dell'unità aritmetica. Quest'ultima consiste prevalentemente in un accumulatore, in un addizionatore, in un comparatore ed infine nell'unità MUX3, che prevede in totale due ingressi. Le sigle che sono state riportate a fianco delle diverse connessioni ne rappresentano il codice a colori, al quale abbia-*

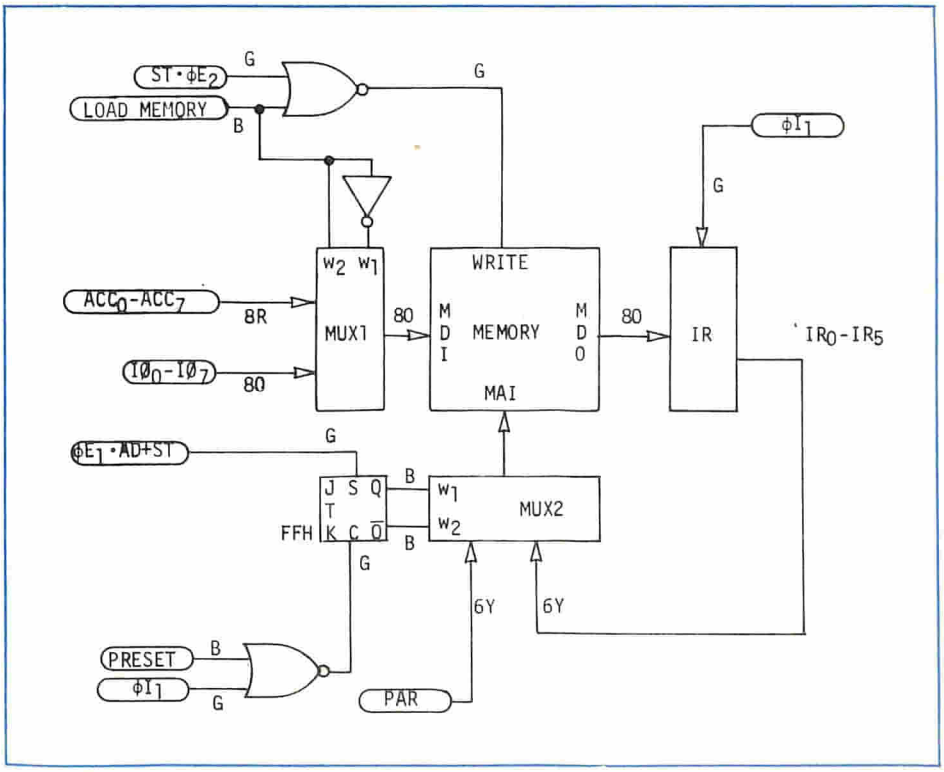


Fig. 13-B - Schema logico dell'unità di memoria, facente parte dell'apparecchiatura di cui alla figura 13-A.

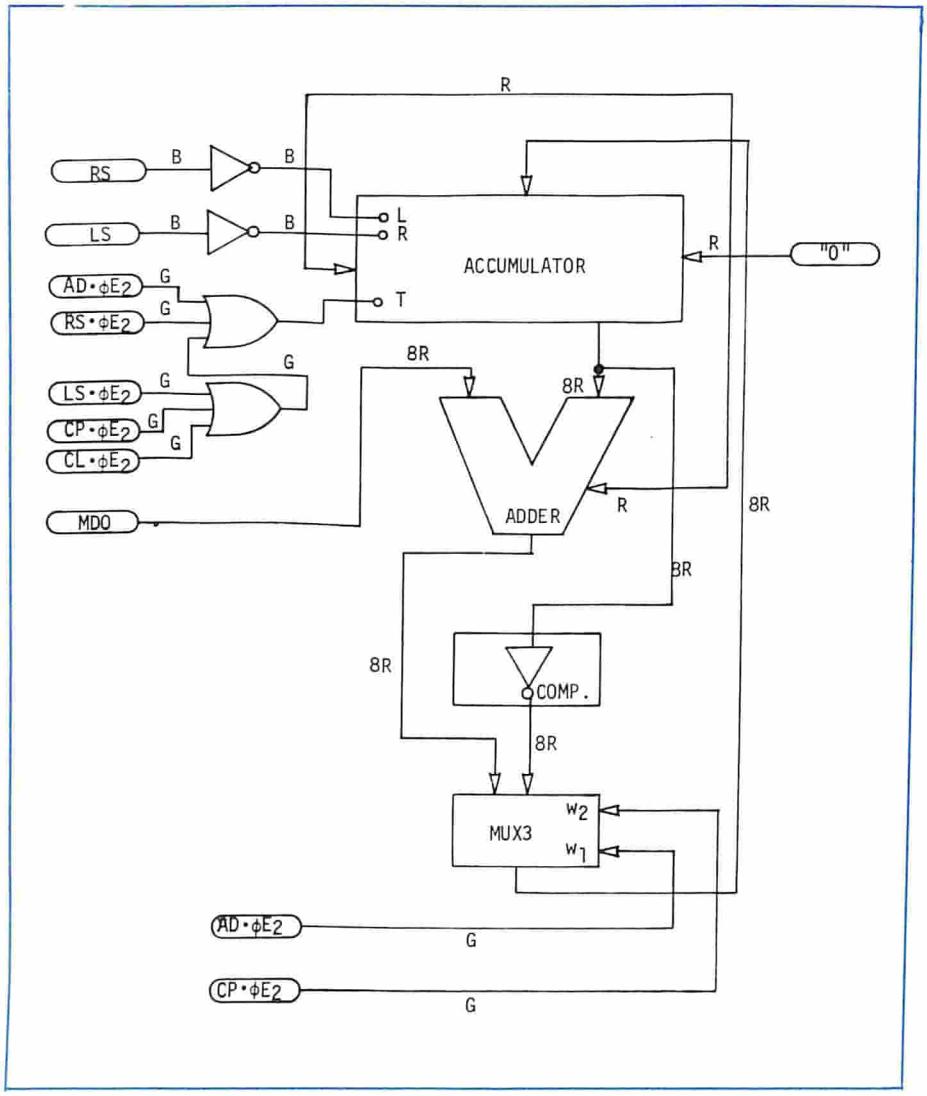


Fig. 13-C - Questo secondo schema a blocchi illustra le caratteristiche circuitali e la struttura dell'unità aritmetica, facente sempre parte del medesimo calcolatore didattico.

mo fatto riferimento per la descrizione sommaria della tecnica realizzativa.

Usufruendo di questa semplice attrezzatura è quindi possibile non soltanto illustrare ad una classe di allievi i princìpi fondamentali sui quali si basa la tecnica di elaborazione dei dati, ma è altrettanto facile istruire del personale agli effetti dell'uso di apparecchiature complesse di elaborazione, ed informare i tecnici sui provvedimenti fondamentali che devono essere seguiti in caso di ricerca dei guasti.

Rif. 17

LIVELLO 64 DELLA SERIE 60

I procedimenti di gestione oggi subiscono variazioni sempre più frequenti e repentine, influendo sulle dimensioni, i problemi e le esigenze delle aziende.

La cosa più difficile consiste nell'adattare ciò che già si possiede a prospettive nuove, incalzanti. Il calcolatore disponibile — ad esempio — può essere una delle parti più importanti di un'azienda suscettibile di modifiche e di adattamento a nuove esigenze.

Intorno ad esso si configura e si consolida, con l'aumentare dell'azienda, una rete precisa di procedure, di metodologie, di ritmi, di organizzazione di dati che costituiscono un patrimonio irrinunciabile, ecc. È quindi perfettamente comprensibile che si consideri con un po' di perplessità il bisogno di sostituire o di evolvere il sistema esistente, nel timore di andare incontro ad una costosa conversione dei metodi e dei dati.

Ebbene, la Honeywell, sensibile alle necessità del mercato, presenta una risposta efficace per chi deve affrontare il problema di un calcolatore diventato troppo "stretto" per l'azienda. Si tratta del livello 64 della serie 60.

È un elaboratore "medio", adatto agli utenti che richiedono elaborazioni più perfezionate di quelle realizzabili sul sistema attuale, ma che non dispongono di volumi di dati da elaborare tali da giustificare l'investimento richiesto da un grosso sistema.

NUOVO TV COLOR SONY DA 32"

Un TV a colori di 32", indicato per le visioni di massa, sarà messo in vendita in Giappone quest'estate a 6.000 dollari.

La Sony Corp., la casa costruttrice, metterà anche in vendita il monitor a colori a 4.300 dollari. Queste unità, fornite dei terminali di uscita e di ingresso per collegare i registratori videotape, sono indicate per grandi manifestazioni, meeting, ecc.

Oltre alle vendite dei normali televisori, con questo 32" si creerà un mercato adeguato per apparecchiature a grande schermo; la Sony prevede di produrre circa 2.000 tubi per anno.

Il collo del tubo a 32", che ha un angolo di deflessione di 114° ha un diametro di 36,5 millimetri, ed il cannone elettronico ha 19 mm di foro: il più largo cannone usato dalla Sony. L'apparecchio assorbe 200 W di potenza, che la Sony paragona ai 350 W dei primi apparecchi RCA costruiti con tubo sottovuoto. Il bulbo è fatto dalla Nippon Glass Electric Co.

Il precedente modello più grande, di cui ne sono stati venduti 1000, è stato un 27", introdotto sul mercato l'anno scorso.

IL SERVIZIO MASTER A S & T

Diventa ogni giorno più evidente che, perlomeno su scala industriale, risulta ormai poco conveniente e logico affidare la realizzazione dei master per circuiti stampati a disegnatori specialisti.

Il loro sistema di lavoro, di carattere prettamente artigianale e quindi sempre più introvabile e prezioso, mal si concilia con le esigenze di oggi. Infatti l'incremento della densità dei componenti e quindi delle piste di collegamento, comportano una diminuzione progressiva dei margini di tolleranza entro cui il "masterista" può lavorare, e ne rendono praticamente impossibile il lavoro.

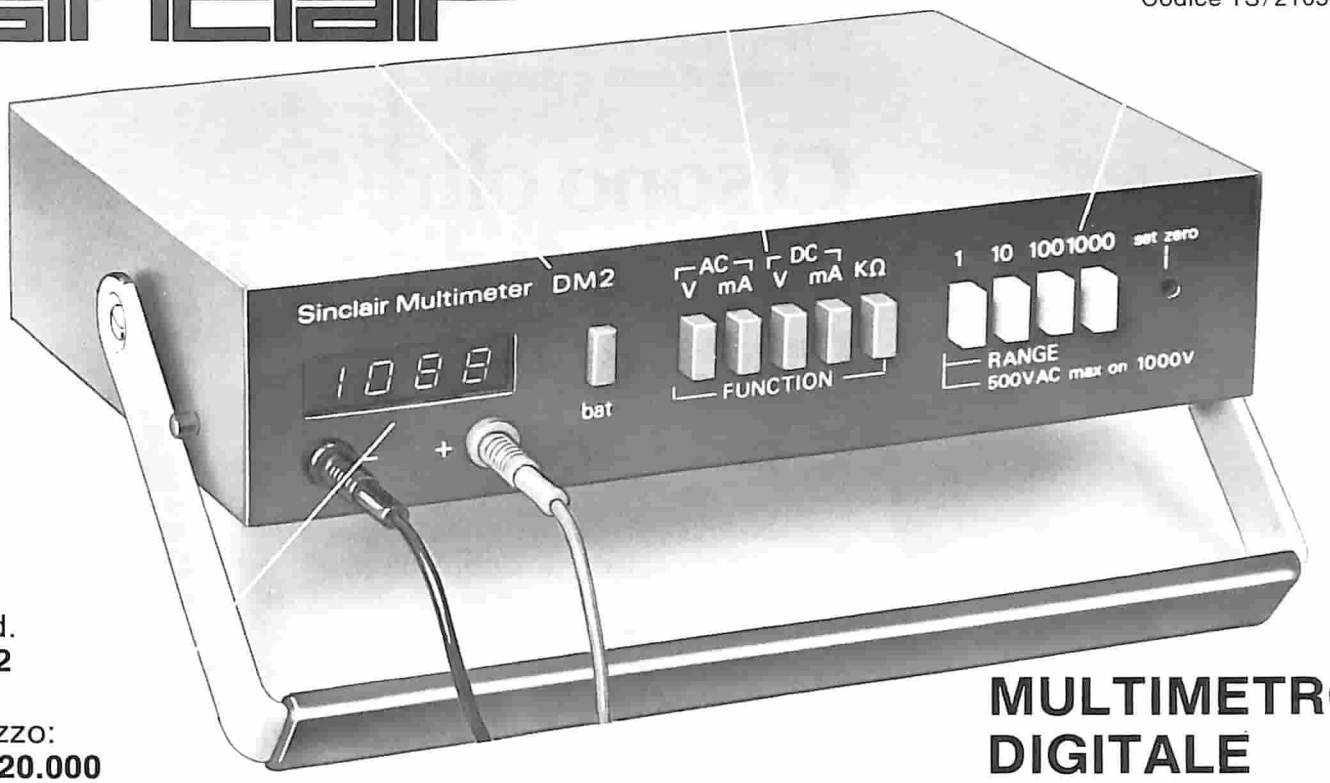
Il "Servizio Master" A S & T è invece basato su un processo semiautomatico che elimina l'imprecisione umana. I dati di base vengono infatti rilevati con un digitizer, elaborati da un minicomputer e poi trasformati direttamente in un perfetto master da un tracciatore automatico X-Y (fotoplotter).

Questo servizio, in genere dedicato alle grosse industrie con molti master da eseguire, è ora a disposizione anche delle piccole industrie.

Per ricevere gratuitamente un esempio di master A S & T e informazioni su come usufruire del servizio, è sufficiente scrivere alla A S & T, Servizio Master, Via G. Modena 3/A, 20129 Milano.

sinclair

in vendita presso tutte le sedi G.B.C.
Codice TS/2103-00



mod.
DM2

Prezzo:
L. 220.000
I.V.A. INCLUSA

MULTIMETRO DIGITALE

CARATTERISTICHE TECNICHE

VOLT C.C.	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**IMPED. INGR.**	**RISOLUZIONE**	**MAX. SOVRACC. CONTINUO**
	1 V	0,3% ± 1 c	100 MΩ	1 mV	350 V
	10 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	10 mV	1.000 V
	100 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	100 mV	1.000 V
	1.000 V	0,5% ± 1 c	10 MΩ	1 V	1.000 V
VOLT C.A.	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**IMPED. INGR.**	**GAMMA FREQ.**	**MAX. SOVRACC.**
	1 V	1,0% ± 2 c	10 MΩ/70 pF	20 Hz - 3 kHz	300 V
	10 V	1,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
	100 V	2,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
	1.000 V	2,0% ± 2 c	10 MΩ/50 pF	20 Hz - 1 kHz	500 V
CORRENTI CONTINUE	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**IMPED. INGR.**	**RISOLUZIONE**	**MAX. SOVRACC.**
	1 mA	0,8% ± 1 c	1 kΩ	1 µA	1 A (con fus.)
	10 mA	0,8% ± 1 c	100 Ω	10 µA	1 A
	100 mA	0,8% ± 1 c	10 Ω	100 µA	1 A
	1.000 mA	2,0% ± 1 c	1 Ω	1 mA	1 A
	100 µA	2,0% ± 1 c	10 kΩ	100 nA	10 mA
CORRENTI ALTERNATE	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**GAMMA DI FREQ.**		**MAX. SOVRACC.**
	1 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A (con fus.)
	10 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	100 mA	1,5% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
	1.000 mA	2,0% ± 2 c	20 Hz - 3 kHz		1 A
RESISTENZE	**PORTATA**	**PRECISIONE**	**CORR. DI MISURA**		**PROTEZ. SOVRACC.**
	1 kΩ	1,0% ± 1 c	1 mA		± 50 Vc.c. oltre il quale limite funziona un fusibile da 50 mA
	10 kΩ	1,0% ± 1 c	100 µA		
	100 kΩ	1,0% ± 1 c	10 µA		
	1.000 kΩ	1,0% ± 1 c	1 µA		
	10 MΩ	2,0% ± 1 c	100 nA		

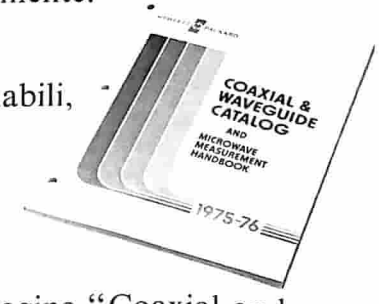
N.B. La tensione a circuito aperto è di circa 5,3 V.

Per risolvere i tuoi problemi di misure a microonde la Hewlett-Packard produce un'estesa gamma di accessori per guida d'onda e coassiale.

Ci sono oltre 300 differenti dispositivi HP per microonde. E tra questi:

Nuovi rivelatori coassiali. La più recente tecnologia HP del film sottile su zaffiro ha permesso la realizzazione di una nuova gamma di diodi rivelatori "Low-Barrier e Hot-Carrier" con una più elevata sensibilità, un ottimo rapporto d'onda stazionaria e una risposta in frequenza estremamente piatta fino a 18 GHz. La robustezza della realizzazione meccanica e circuitale di queste unità offre un significativo miglioramento nelle prestazioni di questi rivelatori rispetto ai rivelatori tradizionali.

Nuovi attenuatori a scatti per impiego in laboratorio e come componenti nelle apparecchiature. La nuova serie HP8490 copre l'intera banda fino a 18 GHz e offre la migliore combinazione di precisione, larghezza di banda, elevata ripetibilità, piccole dimensioni ad un prezzo conveniente. Questi attenuatori, disponibili sia nelle versioni a comando manuale che programmabili, in combinazione, permettono di coprire la gamma fino a 110 dB, in passi da 1 dB.



Vuoi il catalogo?

Il nostro catalogo di 80 pagine "Coaxial and Waveguide Catalogue and Microwave Measurement Handbook" ti dà una panoramica completa dei dispositivi disponibili e delle tecniche più adatte alle tue misure.

HEWLETT hp PACKARD

Assistenza di 172 centri di servizio e vendita in 65 paesi nel mondo.
Hewlett-Packard Italiana S.p.A. - Via A. Vespucci, 2 - 20124 Milano - Tel. 6251.

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. D 3** sulla cartolina

AUTOMAZIONE

Rif. 18

STAZIONE AUTOMATICA DI MONTAGGIO PER CIRCUITI STAMPATI

La stazione di montaggio per circuiti stampati della Elite Engineering Limited (**figura 1**) è una unità completamente libera ed autonoma, munita di un sistema di indicazione pneumatica per un massimo di quattordici vassoi, ciascuno dei quali può contenere fino a sei basette nelle misure di mm 150 × 100 × 75.

Nella sua forma più semplice, i punti di riferimento vengono indicati mediante comando ad opera dell'utente, e si presentano automaticamente in sequenza, riducendo quindi qualsiasi movimento non indispensabile.

La stazione può essere munita di un piano superiore di lavoro conforme alle esigenze, e può essere predisposta praticamente per qualsiasi disposizione dei componenti, unitamente al convogliatore.

Un operatore completamente inesperto può raggiungere con questo sistema la medesima velocità di un operatore già addestrato, agli effetti delle operazioni di montaggio di basette complesse a circuiti stampati, impiegando la versione più sofisticata che comprende un proiettore del tipo "film strip" ed un programmatore sequenziale, per indicare quale componente deve essere scelto, e quale sia il punto esatto nel quale deve essere sistemato. In questo modo il rapporto di scarto risulta notevolmente ridotto, a tutto vantaggio appunto della velocità di montaggio e del rendimento.

Su tutti i modelli è stato applicato un commutatore per l'azzeramento automatico per riportare il sistema al punto di partenza, al termine del montaggio di ciascuna basetta.

Fig. 1 - Macchina per il montaggio automatico di basette a circuiti stampati, di produzione Elite.

Rif. 19

TRASDUTTORI DI PRESSIONE A QUARZO PER LO STAMPAGGIO DI MATERIE PLASTICHE

Lo stampaggio a iniezione di parti di materie plastiche di elevata qualità, con basso fattore di scarto, implica il controllo esatto delle operazioni di riempimento, e ciò rende possibile misurare la pressione all'interno dell'attrezzo, nel quale avviene la fase di stampaggio.

I trasduttori di pressione a quarzo piezoelettrico del tipo illustrato alla **figura 2-A** sono adatti per misurare la pressione all'interno dello stampo, grazie alle loro particolari proprietà, vale a dire:

— Elevata rigidità (minima deformazione sotto pressione, senza compromettere l'integrità del pezzzo stampato).
— Minima sensibilità alla temperatura.
— Dimensioni ridotte.
— Robustezza.
— Durata praticamente illimitata.

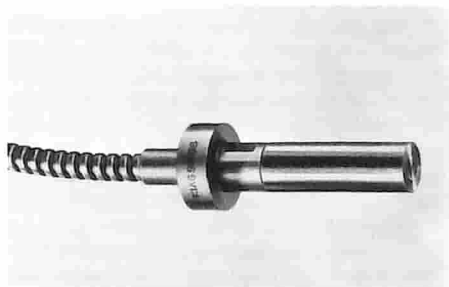


Fig. 2-A - Trasduttore a quarzo piezoelettrico per i rilevamenti di pressione all'interno di uno stampo per materie plastiche.

La Kistler Instrumente AG si è specializzata nella fabbricazione di trasduttori a quarzo piezoelettrico, da oltre quindici anni.

I nuovi trasduttori del tipo 6151 sono stati creati espressamente per misurare la pressione nella plastica durante la fase di stampaggio, e le loro prerogative principali consistono nell'assenza di qualsiasi tipo di diaframma, il che significa virtualmente una durata illimitata.

Come si può osservare alla **figura 2-B**, questi trasduttori vengono adattati direttamente all'interno dello stampo: mediante

una adeguata progettazione della parte frontale, si fa in modo che lo stesso materiale plastico sottoposto al procedimento di stampa costituisca una membrana, che viene rinnovata nell'istante stesso in cui si compie ciascuna misura. Naturalmente, questo nuovo dispositivo è stato brevettato.

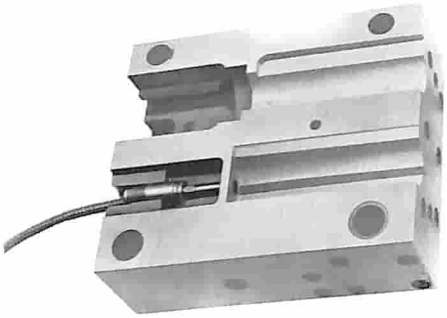


Fig. 2-B - Metodo di installazione del trasduttore sensibile alla pressione, in uno stampo per la produzione di oggetti in plastica ad iniezione.

Rif. 20

NUOVO GIROSCOPIO PER ORIZZONTE ARTIFICIALE

Un nuovo giroscopio elettrico per l'orizzonte artificiale, con sistema di indicazione orientato al pilota, che riproduce le informazioni di volo con maggiore precisione e maggiore chiarezza, è stato recentemente realizzato dalla Humphrey Incorporated.

Il nuovo dispositivo denominato AH08-0105-41 (TSO C4c), illustrato alla **figura 3,** è munito di un doppio sistema di illuminazione basato sull'impiego di lampade intercambiabili con tensione di accensione di 5 V, disponibili in colore blu, bianco oppure rosso. Le barre di orizzonte blu e nere, l'orizzonte fittizio, ed il quadrante di rotazione con indice mobile, permettono la determinazione immediata del livello di orizzonte in qualsiasi condizione di impiego. La "bandierina" contrassegnata "off" indica lo stato di disinserimento della tensione di alimentazione.

Il giroscopio, studiato per l'applicazione in strumenti generici e di tipo commerciale a bordo degli aerei, presenta un ciclo di funzionamento rapido, e non subisce l'influenza degli effetti di accelerazione e di decelerazione. La tensione di alimentazione continua con un valore di 28 V, sebbene siano disponibili anche altri modelli che possono funzionare con alimentazione a corrente alternata.

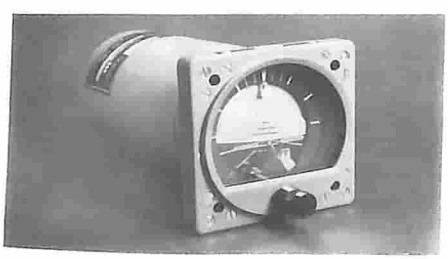


Fig. 3 - Nuovo giroscopio per orizzonte artificiale, a funzionamento completamente elettrico.

Rif. 21

CONTROLLO DIGITALE A DISTANZA

L'apparecchiatura di controllo denominata Marti DRC-24, illustrata alla **figura 4-A,** consiste in un controllo a distanza di tipo completamente digitale per telemetria e per impianti di avviso dello stato di allarme, progettato con caratteristiche tali da garantire la massima precisione, la massima semplicità e la più soddisfacente velocità di funzionamento.

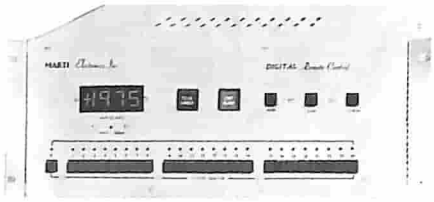


Fig. 4-A - Nell'apparecchiatura digitale per controllo a distanza DRC-24, tutti i comandi per la selezione del canale sono allineati nella parte inferiore del pannello frontale.

Secondo quanto sostiene la stessa Marti Electronics Incorporated che lo produce, la scelta dei canali viene ottenuta semplicemente prendendo un unico pulsante. I dati relativi al canale scelto vengono letti attraverso il sistema di indicazione numerica di notevoli dimensioni, presente sul pannello frontale. I comandi di sollevamento e di abbassamento possono essere ottenuti per il canale scelto, premendo gli appositi pulsanti anch'essi previsti sul pannello frontale.

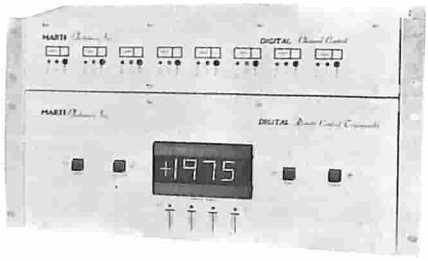


Fig. 4-B - Altro modello di controllo digitale a distanza, sempre di produzione Marti Electronics.

L'integrità dell'intero procedimento digitale viene assicurata mediante la validazione della trasmissione dei dati ricevuti, controllando il momento esatto di inizio del funzionamento, nonché i "bit" di parità e di arresto. Si tratta di una prerogativa riscontrata nella maggior parte delle apparecchiature di elaborazione dei dati più sofisticate.

Questo metodo realizzativo al passo con gli attuali progressi elimina virtualmente qualsiasi possibilità di errore agli effetti della scelta del canale, dei comandi e dei dati di telemetria.

La **figura 4-B** rappresenta un altro modello in grado di funzionare con una capacità di otto, sedici oppure ventiquattro canali, a seconda del numero delle unità principali che vengono collegate all'ingresso.

La sicurezza di funzionamento di queste apparecchiature deriva dall'impiego quasi esclusivo di unità integrate appartenenti alla categoria MOS/LSI: ciascun impianto del tipo DRC/24 comprende infatti otto circuiti integrati intercambiabili, nonché tutti i dispositivi di elaborazione e di interpretazione dei dati.

Rif. 22

NUOVA APPARECCHIATURA PER FORARE MATERIALI ESTREMAMENTE DURI

Un'apparecchiatura analoga a quella di cui ci siamo già occupati in altra occasione, per la foratura di materiali ceramici, vetro, ferriti, e semiconduttori, è quella denominata "AccuDrill" tipo 3305, prodotta dalla Aremco Products Incorporated, ed illustrata alla **figura 5.**

Il nuovo dispositivo comprende un certo numero di prerogative supplementari, che non sono mai state presenti in un trapano

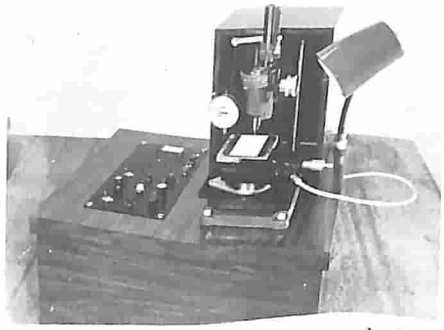


Fig. 5 - Macchina della Aremco, per la foratura di precisione mediante punta di diamante di ceramiche, vetro, ferriti, materiali semiconduttori, ecc.

ad alta velocità per eseguire mediante punte al diamante fori di minime dimensioni. Infatti, con questo nuovo sistema si ottiene una più rapida penetrazione della punta, ed una maggiore durata della stessa.

Un particolare dispositivo di recente introduzione modifica le caratteristiche di vibrazione del punto di contatto tra la punta ed il materiale da forare, facilitando appunto la foratura, ed evitando quei fenomeni di rottura e di sbavatura che possono a volte verificarsi in lavori di questo genere. Un particolare sistema permette inoltre di ottenere un adeguato effetto di raffreddamento, di notevole interesse per i materiali nei quali, quando si effettua un foro, lo sviluppo di una temperatura eccessiva può dare adito a rutture per sbalzi di carattere termico.

Rif. 23

SISTEMA DI MISURA DELLO SPOSTAMENTO AD ALTA PRECISIONE

La Ditta Automatic Systems Laboratories Limited, che produce strumenti di precisione per la misura della temperatura e dello spostamento, ha annunciato la realizzazione del nuovo condizionatore di segnale mediante trasduttore di spostamento modello 22 (vedi **figura 6**), adatto all'impiego con le ben note apparecchiature del tipo "Super Linear Variable Capacitor".

L'intero impianto consente l'esecuzione di misure con elevata precisione ed altissima stabilità, col vantaggio supplementare di un costo eccezionalmente ridotto. La precisione del condizionatore di segnale è migliore dello 0,05%, e assume il valore di 0,02% con i trasduttori del grado "C". Di conseguenza, la precisione globale dell'intero impianto corrisponde rispettivamente ad un valore migliore dello 0,07 e dello 0,015%.

Un intero impianto può essere acquistato per una cifra minima di 98 dollari, in quanto il condizionatore di segnale propriamente detto costa soltanto 63 dollari, mentre l'unità SLVC parte da un prezzo base di 36 dollari. I prezzi sono riferiti al mercato britannico, e non comprendono le imposte ed i costi di esportazione.

La funzione del condizionatore di segnale consiste proprio nel fornire un segnale in grado di pilotare l'unità SLVC, e nel rivelare qualsiasi variazione nel rapporto di capacità (fino ad un minimo di 10^{-4} pF), fornendo un'uscita a corrente continua, da 0 a +10 V, la cui entità è proporzionale allo spostamento per il controllo diretto, a seconda delle esigenze, tramite un misuratore digitale da pannello, oppure uno strumento analogico, un "data logger", o un calcolatore.

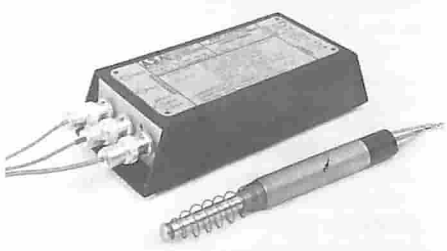


Fig. 6 - Sistema per la misura di precisione dello spostamento del tipo SLVC.

Rif. 24

FOTOMETRO DEL TIPO "QUANTUM"

Un nuovo fotometro completo, per le misure ad alta precisione di intensità di luce, è uscito dalla Brookdeal Electronics Limited. Lo strumento, illustrato alla **figura 7**, è noto come "Quantum Photometer 9511", e viene fornito completo di unità di elaborazione del segnale, e di rivelatore a fotomoltiplicatore, comprendente un alimentatore ad alta tensione.

L'involucro del rivelatore è adatto per il montaggio su di un banco ottico, ed è munito di filtri ottici: il modello standard comprende un fotomoltiplicatore RCA del tipo 1P28. Si tratta di un dispositivo con responso speciale del tipo S5. Tuttavia, a richiesta, sono disponibili anche altri tipi di rivelatori, con gamma spettrale compresa tra 200 e 900 nm.

L'unità di elaborazione del segnale funziona in due modi diversi: ossia come elettrometro e come contatore di fotoni, per consentire misure entro un'ampia gamma dinamica di intensità della luce, in nove decadi.

Per misurare intensità luminose estremamente ridotte (da 10 a 10^6 conteggi al secondo), si può fare uso del modo di conteggio dei fotoni. Ciò consente un'eccellente stabilità a lungo termine, ed una elevata sensibilità sia del sistema di misura logaritmico, sia in quello lineare.

Come prerogativa standard è stata prevista la possibilità di programmazione logica del campionamento e della sottrazione, con campionamento automatico simultaneo di due diverse lunghezze d'onda della luce.

Il metodo di funzionamento come elettrometro viene usato invece per eseguire misure a media ed alta intensità, nella gamma di sensibilità compresa tra 10 nA ed 1 mA.

Fig. 7 - Fotometro "quantum" modello 9511, prodotto in Inghilterra dalla Brookdeal Electronics.

Rif. 25

CONTROLLO AUTOMATICO DI BLOCCAGGIO

Un nuovo sistema di bloccaggio automatico per consentire il funzionamento senza controllo di un impianto di stabilizzazione è stato recentemente annunciato dalla Microwave Systems Incorporated.

La nuova apparecchiatura di **figura 8**, denominata "Dual DFS-KA", e costituita da un sistema di stabilizzazione di tipo coerente, contiene due sorgenti "Gunn" per la banda KA, con i componenti necessari per la radiofrequenza e per i circuiti associati, in modo da garantire il bloccaggio automatico della fase ad un multiplo della frequenza standard di riferimento di 5 MHz.

Il modello DFS fa parte di una serie di stabilizzatori di questo genere, ed è in grado di garantire un'ottima stabilità della frequenza discreta di riferimento, con valori compresi tra 1 e 40 GHz; con i sistemi di bloccaggio automatico questo dispositivo rappresenta la soluzione ideale per gli impianti non controllati o del tipo "dedicato", ossia per tutti i casi in cui è opportuno raggiungere la massima sicurezza di funzionamento.

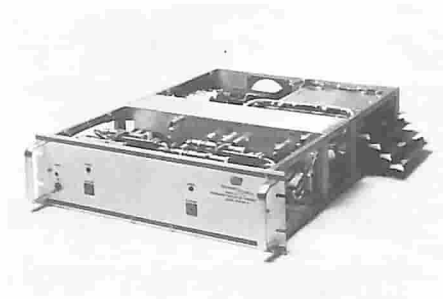


Fig. 8 - Il dipositivo a bloccaggio automatico della MS Incorporated si basa sull'impiego di uno stabilizzatore di tipo coerente, e può funzionare in modo completamente autonomo.

Rif. 26

UN SISTEMA DI MISURA DEL "DISPLACEMENT"

In numerose applicazioni, i trasduttori di spostamento digitale della Teletrak sono semplicemente muniti di indicatori numerici a lettura diretta, che servono quindi come un valido aiuto nei confronti dell'operatore: in altri casi, sono invece necessari i dati digitali per scopi maggiormente complessi, come ad esempio il controllo numerico oppure il "data logging".

Tutti gli impianti di questa Fabbrica, del tipo illustrato alla **figura 9**, sono stati progettati e costruiti su base modulare, e, come si può rilevare attraverso un opuscolo che la stessa Fabbrica invia agli interessati, i Fabbricanti hanno acquistato una notevole esperienza nella progettazione di apparecchiature che presentano caratteristiche particolari agli effetti dell'elaborazione dei dati rilevati.

Fig. 9 - Tavolo di metrologia munito di terminali di stampaggio, prodotto dalla Teletrak.

Il risultato pratico di questi sviluppi consistono in un "hardware" di conteggio per impieghi generici, come ad esempio i magazzini bloccati, i sottrattori a cifre multiple ed i comparatori, i serializzatori ed i moltiplicatori, e tutte le altre applicazioni che implicano l'elaborazione di dati con esecuzione immediata degli ordini impostati, e con la massima esattezza possibile.

I sistemi di misura dei valori digitali o dello spostamento diretto possono essere inoltre facilmente adattati a qualsiasi applicazione di elaborazione, più di quanto non si riscontri con i corrispondenti dispositivi di tipo analogico, soprattutto quando è necessario raggiungere una precisione di cinque o sei cifre decimali.

Rif. 27

MACCHINA PERFORATRICE A CONTROLLO NUMERICO

La Cambridge Thermionic Corporation è in fase di produzione della macchina perforatrice con controllo numerico modello 5A, illustrata alla **figura 10,** studiata per foratura di precisione di basette a circuito stampato.

La macchina consiste in quattro testine di foratura montate su di un supporto mobile comune, centrato rispetto ad una tavola di precisione del tipo "X-Y": l'unità impiega un sistema di controllo numerico a circuito aperto, con nastro perforato standard da un pollice a otto canali.

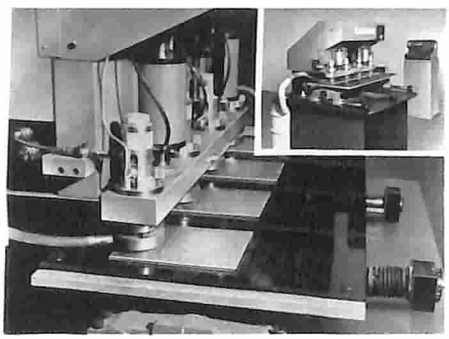


Fig. 10 - Macchina perforatrice a controllo numerico per la produzione industriale di basette a circuiti stampati, recentemente prodotta dalla Cambion.

Il controllo da punto a punto permette alla macchina di essere programmata facilmente per un unico intervento, oppure per interventi ripetitivi, riducendo in tal modo il tempo di programmazione quando si tratta di forare in sequenza diversi circuiti stampati tutti del medesimo tipo. L'apparecchiatura comprende naturalmente anche i sistemi di indicazione numerica, e la possibilità di "jog" manuale.

Rif. 28

SERIE DI MACCHINE A COMANDO NUMERICO PER BASETTE DI SUPPORTO

Tutte le perforatrici di produzione Posalux a comando numerico del tipo illustrato alla **figura 11-A** possono — a richiesta — essere equipaggiate di unità di programmazione: in occasione dell'acquisto di una di tali attrezzature, è quindi immediatamente possibile non soltanto produrre, ma anche programmare.

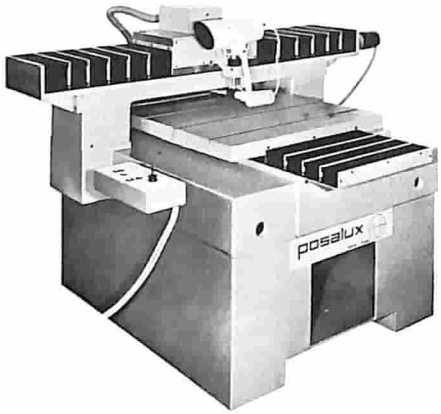


Fig. 11-A - Una delle perforatrici Posalux che può essere facilmente completato con un comando numerico di programmazione.

Con questo sistema, l'impegno finanziario rappresentato dall'acquisto di una macchina di programmazione indipendente non deve necessariamente essere previsto fin dall'inizio. In molti casi, può essere preferibile impiegare un posto di programmazione incorporato, anche se la sua presenza blocca la produzione.

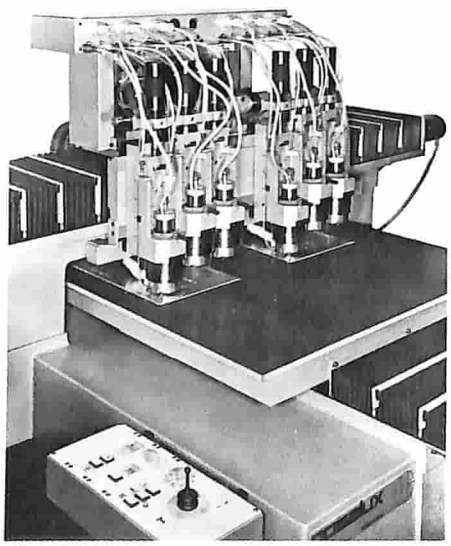


Fig. 11-B - Macchina di produzione Monofor con richiamo automatico dei punti di lavoro, comprendente due stazioni con tre diametri di foratura.

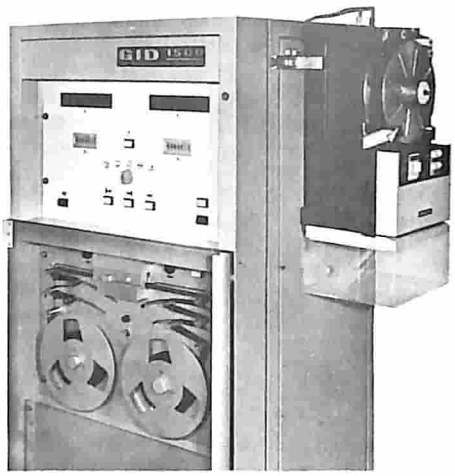


Fig. 12 - Unità di comando numerico che è possibile aggiungere alle macchine precedentemente citate, per ottenerne il funzionamento programmato.

Il sistema denominato Posalux-Guettinger permette di sviluppare per tappe una catena di fabbricazione, considerando che l'acquisto relativamente oneroso di una macchina di programmazione indipendente non è necessario se non nell'istante in cui le perforatrici devono funzionare senza interruzione.

L'impianto incorporato di programmazione è il sistema più preciso che può attualmente essere concepito. Non esistono infatti errori di natura geometrica, in quanto si tratta sempre di una sola macchina.

La **figura 11-B** illustra un'altra interessante applicazione trattata dalla medesima Fabbrica, e precisamente la macchina di produzione Molofor con richiamo automatico dei punti di lavoro. Si tratta di un'attrezzatura che prevede due stazioni, con tre diametri di foratura.

La **figura 12** rappresenta invece l'aspetto vero e proprio dell'apparecchiatura di comando numerico: si tratta di un dispositivo sviluppato espressamente per le perforatrici Posalux del tipo Multifor e Monofor, allo scopo di ottenere prestazioni di produzione e di precisione superiori alla media.

All'epoca dello sviluppo di questo sistema di comando, si è tenuta in considerazione la massima facilità di manipolazione e di programmazione: la manipolazione non richiede infatti alcuna abilità speciale, né un particolare addestramento da parte dell'operatore.

Il funzionamento si basa naturalmente sull'impiego di unità modulari, e su quello di circuiti integrati. L'intero circuito è stato realizzato prevedendo anche la massima semplicità di manutenzione, grazie allo sfruttamento della tecnologia di schede intercambiabili. È stato previsto lo spostamento simultaneo dei due assi motori funzionanti a corrente continua. Infine, sono stati previsti dei tachimetri per il comando elettronico ottimale di messa in moto e di frenatura.

Corsi di addestramento sul TMS 1000 della TEXAS INSTRUMENTS

Se il TMS 1000 si limitasse a fare quello che fa un microprocessor, non lo chiameremmo microcomputer

Sensibile alle nuove esigenze di progettazione che l'uso dei microprocessori comporta, la Texas Instruments Italia S.p.A. ha deciso di organizzare dei corsi di studio sulla famiglia dei microcomputer della serie TMS 1000.

Questi corsi verranno tenuti a Cittaducale (RI) dove un gruppo di ingegneri della Texas illustrerà **in lingua italiana** tutti gli aspetti di questo dispositivo, e verteranno sui seguenti argomenti:
Definizione e terminologia del TMS 1000; architettura; Analisi del Set e istruzioni standard; Applicazioni del TMS 1000 e relative esercitazioni sulle routine standard; illustrazione del software e **relative esercitazioni con uso di computer**; supporto di hardware (HE 1, SE 1) con esercitazione pratica.
I corsi dureranno 3 giorni e si svolgeranno alle seguenti date:
1° corso: 13/14/15 settembre;
2° corso: 25/26/27 ottobre;
3° corso: 29/30 nov.-1 dic. 1976.

Il loro costo è di Lire 95.000 a corso, comprendente anche il pernottamento in albergo, la colazione di mezzogiorno e la cena serale, nonché il materiale relativo ai corsi stessi e le seguenti pubblicazioni: – Programmer's Reference Manual – Software User's Guide – Data sheets.

Le iscrizioni possono essere effettuate mediante il tagliando in calce, debitamente compilato, specificandovi le modalità di pagamento ed inviandolo in busta o su cartolina al sottoelencato indirizzo (ove pure potrà essere assunta ogni ulteriore informazione):

TEXAS INSTRUMENTS ITALIA SPA
Via Salaria per l'Aquila, Km 91
CITTADUCALE (Rieti).

Iscrizione al corso sul TMS 1000 che sarà tenuto dalla TEXAS INSTRUMENTS ITALIA S.p.A. a CITTADUCALE (Rieti), nei giorni .....

Nome .....

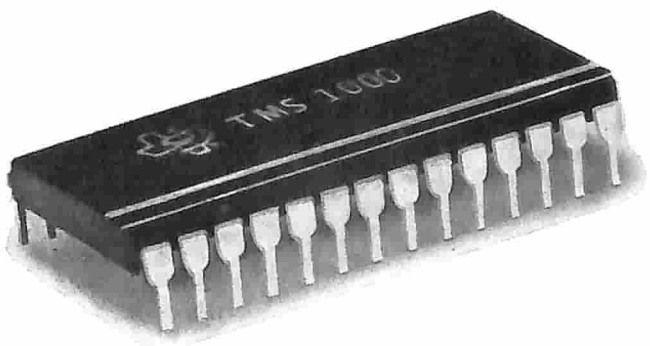
Cognome .....

Titolo ..... Compagnia .....

Indirizzo .....

Tel. ..... Città .....

☐ assegno incluso - ☐ spedito per mezzo .....
☐ fatturare al nostro n. d'ordine .....



IE

TEXAS INSTRUMENTS
ITALIA S.p.A.
CITTADUCALE (RIETI)

Per ulteriori informazioni indicare il **RII. D 11** sulla cartolina

Rif. 33

NUOVA MACCHINA PER LA PREPARAZIONE DEI COMPONENTI ELETTRONICI AL MONTAGGIO

La macchina mediante la quale si provvede automaticamente al taglio dei terminali di transistori ed alla loro piegatura, tipo C 050, prodotta dalla Herbert Streckfuss K.G, ed illustrata alla **figura 17,** rappresenta una delle soluzioni più geniali quando occorre accelerare i procedimenti produttivi di apparecchiature elettroniche. Essa infatti consente di predisporre tutti e tre i terminali dei transistori alla lunghezza ed alla forma desiderata in un'unica operazione.

Praticamente, dopo aver predisposto le caratteristiche di impiego, è possibile sottoporre al procedimento un numero quasi illimitato di transistori, con la sicurezza che risulteranno tutti automaticamente predisposti per l'inserimento nei fori di ancoraggio o negli appositi zoccoli, senza dover procedere a ritocchi di tipo manuale. I transistori vengono però applicati manualmente sulla macchina, per cui il funzionamento avviene regolarmente anche quando — in origine — si presentano i terminali attorcigliati tra loro, oppure alterati da pieghe notevoli: la macchina viene naturalmente riarmata e regolata a seconda del tipo di transistore nei confronti del quale è necessario il suo intervento.

Fig. 17 - Apparecchiatura automatica per il taglio e la piegatura dei terminali di transistori, per lo snellimento dei lavori di montaggio delle basette a circuiti stampati.

L'apparecchiatura comprende un attrezzo per la rettifica dei terminali, un altro per la loro piegatura, un attrezzo di allargamento, un altro di taglio, ed un totale di dodici serbatoi, all'interno dei quali vengono svolte le operazioni automatiche. La velocità di funzionamento raggiunge un valore massimo compreso tra duemila e tremila pezzi all'ora.

LA DATA GENERAL ENTRA NEL MERCATO DEI MINICALCOLATORI

La Data General ha annunciato una nuova famiglia di calcolatori basati su un microprocessore a 16 bit di sua produzione. Si tratta della serie "microNOVA" che possiede le caratteristiche, l'architettura ed il software dei minielaboratori della serie NOVA.

L'elemento base dei microNOVA è un chip integrato in cui è contenuta tutta l'unità centrale di elaborazione di un vero e proprio calcolatore di processo. Il "chip" *è prodotto direttamente dalla Data General presso lo stabilimento di Sunnyvale (California) ed è una testimonianza di quello sforzo d'integrazione verticale seguito dalla società per garantire alla sua clientela soluzioni tecnologiche d'avanguardia ed il vantaggio che deriva dall'indipendenza dei fornitori esterni.*

Il presidente della Data General Corp, Edson de Castro, ritiene che il microNOVA sia la prima linea di prodotti del genere espressamente realizzata per le esigenze di un nuovo mercato di utenti di microprocessori. Questo mercato, a cui già il NOVA 3 offriva una parziale risposta, sente il bisogno di dispositivi con le prestazioni ed il supporto che normalmente può fornire solo un importante costruttore di minielaboratori e richiede, al tempo stesso, le caratteristiche, le dimensioni fisiche ed il basso costo dei microprocessori.

Tradizionalmente i clienti della Data General si dividono in due categorie: una metà circa è costituita dagli utenti diretti, per le cui esigenze sono stati realizzati i calcolatori ECLIPSE ed i modelli più grandi della linea NOVA. Tra l'altra categoria di clienti, i cosiddetti OEM (Original Equipment Manifacturers) *o costruttori di sistemi che inseriscono gli elaboratori in altre apparecchiature di loro produzione, si sono diffusi i calcolatori più piccoli della linea NOVA. Questi stessi clienti potranno certamente trarre particolari vantaggi dalla linea microNOVA.*

Per la Data General la realizzazione dei microNOVA costituisce un logico sviluppo della sua politica nei confronti dei clienti OEM per un duplice ordine di ragioni. Primo perché i costruttori di sistemi sentono il bisogno di poter contare su una linea completa di elaboratori a partire dal più piccolo "chip" *microprocessore. Questo fatto consente di evitare gli aggravi di costo e le difficoltà di collegare i dispositivi già realizzati con altri tipi di elaboratori, incompatibili, in futuro.*

In secondo luogo i costruttori di sistemi sono interessati a fornitori che producano in proprio gli elaboratori e non si limitano a mettere insieme dispositivi prodotti da altri.

Le caratteristiche dei nuovi microNOVA li rendono particolarmente utili in un vastissimo campo di applicazioni, che include sistemi automatici di controllo, sistemi per laboratori scientifici, strumentazione medicale e sistemi di trasmissione dati. La società afferma che il suo microprocessore a 16 bit è destinato alle applicazioni più sofisticate.

Il cuore della nuova famiglia dei microNOVA è un "chip" *integrato, realizzato con la tecnologia MOS a canale N con porta al silicio, fissato su una basetta a 40 piedini, che costituisce un vero e proprio processore con unità centrale a 16 bit, con potente* "set" *di istruzioni, indirizzamento con indici ed indiretto a più livelli, con moltiplicazione e divisione cablata e in più un elevato numero di altre caratteristiche degli ormai famosi minielaboratori NOVA.*

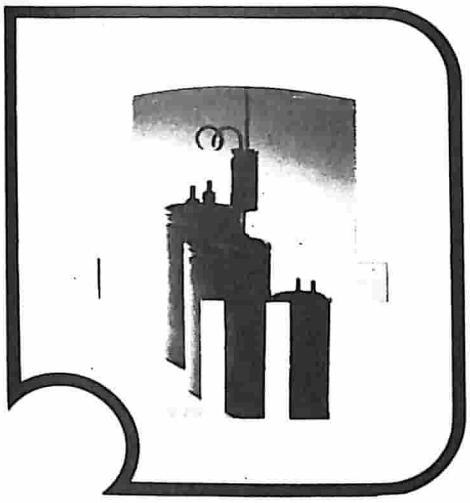
La memoria principale è disponibile sia come memoria dinamica ad accesso casuale sia come memoria di sola lettura per immagazzinamento di programmi. Tutte le memorie ad accesso casuale usate nella serie microNOVA sono costituite dai "chips" *di 4K-bit prodotti dalla Data General ed annunciati in occasione del lancio del NOVA 3.*

Siccome il microNOVA è compatibile con tutti i prodotti della serie di minielaboratori NOVA, è già disponibile una vasta gamma di software sia per lo sviluppo dei programmi che per la loro esecuzione.

Il microNOVA è fornito in tre versioni:

- *Il solo* "chip" *dell'unità centrale, che può essere acquistato singolarmente o con circuiti di supporto.*
- *Elaboratore microNOVA su singola piastra, completo di unità centrale con 4K-Parole di memoria ad accesso casuale.*
- *Minielaboratore MOS microNOVA, alloggiato in un telaio a 9 o a 18 posti piastra, con espandibilità fino a 32K di memoria e varie unità di governo per periferiche.*

Gli uffici della Data General in Italia di trovano a Milano in Via Morigi 3/A.



NUOVI COMPONENTI

Rif. 34

SERIE DI RELE' EXTRA-PIATTI A TENUTA STAGNA

Per l'impiego sui circuiti stampati, la Zettler presenta i suoi relè, ritenuti extra-piatti, appartenenti alle serie AZ 535 (con un contatto di scambio) AZ 630 (di tipo bi-stabile, con un contatto di scambio) ed AZ 631 (sempre di tipo bi-stabile. ma con due contatti di scambio), di tipo conforme alla categoria IP 56. Il contenitore trasparente, visibile nei modelli illustrati alla **figura 1,** permette di controllare direttamente la posizione di commutazione, ed è a tenuta ermetica grazie ad un sistema di saldatura ad ultrasuoni. I prodotti impiegati per la saldatura e per la pulizia non possono penetrare quindi all'interno del relè.

La piastra di fondo rinforzata rende più facile il fissaggio sui supporti a circuito stampato, che non vengono sempre perforati con precisione rispetto alle dimensioni della griglia.

I suddetti nuovi relè presentano la stessa sensibilità dei modelli protetti mediante semplice coperchio anti-polvere. L'utente dispone però della possibilità di scelta tra contatti in argento puro e contatti ad ossido di cadmio-argento. Per i relè di memoria esistono anche contatti in argento puro con rivestimento in oro, dello spessore di 10 µm.

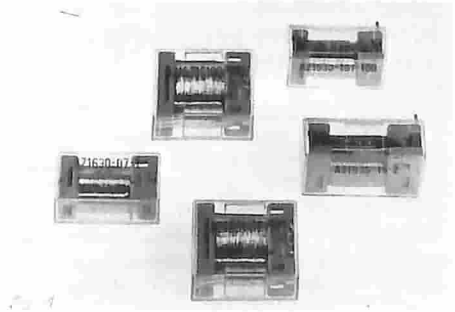


Fig. 1 - Alcuni esemplari di nuovi relè extra-piatti a tenuta stagna, della Zettler.

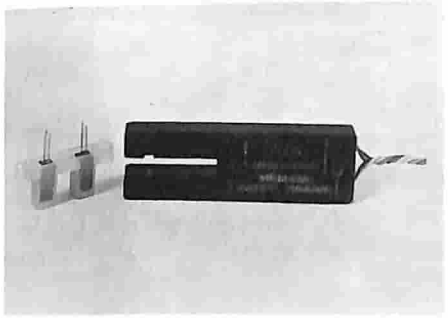


Fig. 2 - Un esemplare dei nuovi rilevatori opto-elettronici della FR.

Rif. 35

RIVELATORI OPTO-ELETTRONICI

La FR Electronics Limited ha sviluppato una nuova serie di rivelatori opto-elettronici del tipo "vane" e di costo limitato.

Questi dispositivi, la cui struttura è illustrata nella foto di **figura 2,** comprendono diodi fotoemittenti a luce rossa ed infrarossa, unitamente ad un circuito di uscita a fototransistore oppure a transistori del tipo "darlington".

Grazie alla gola di particolare profondità, al sistema di montaggio laterale ed al supporto di base, sembra trattarsi della serie di codificatori ad "U" più razionale, attualmente disponibile.

Rif. 36

DUE NOVITÀ DELLA ILC DATA DEVICE CORPORATION

La ILC DDC presenta un'altra linea di convertitori digitale-sincro di tipo ibrido a pellicola spessa, che rappresenta un nuovo "record" agli effetti delle minime dimensioni, della leggerezza e del basso consumo di energia elettrica.

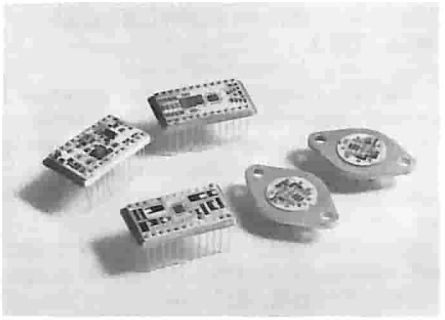


Fig. 3 - Cinque esemplari in diverse versioni dei nuovi convertitori D/S recentemente presentati dalla DDC.

Questi componenti ibridi (vedi **figura 3-A**) sostituiscono i convertitori realizzati con componenti discreti precedentemente disponibili, prodotti sia dalla stessa Fabbrica, sia da altre organizzazioni del ramo.

Un convertitore D/S da 16 "bit" può ora essere realizzato con un minimo di tre doppi moduli del tipo "dual-in-line", rispetto a ciò che era necessario prima per allestire un dispositivo con analoghe prestazioni. Inoltre, impiegando circuiti logici CMOS in sostituzione delle unità TTL, il consumo di

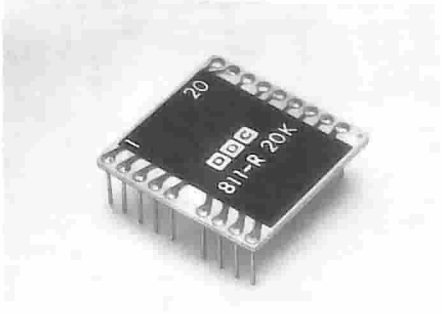


Fig. 3-B - Una delle nuove reti "ladder", anch'esse presentate recentemente dalla DDC.

energia è stato ridotto al valore tipico di 5 W a meno di 1 W, oltre alla potenza che viene fornita al carico.

La figura 3-**B** illustra invece l'aspetto di un esemplare della nuova serie di circuiti "ladder" binari tipo 881, in grado di funzionare con una tolleranza di tre parti per milione per grado centigrado, e con tempo di azzeramento di 50 ns.

Questi nuovi componenti sono miniaturizzati, e consistono in dispositivi binari da 12 "bit", adatti all'impiego nelle applicazioni di conversione D/A che implicano elevata precisione e rapidi effetti di commutazione, entro un'ampia gamma di temperature.

L'errore massimo di rapporto per la tensione di uscita si riduce a 122 parti per milione, e la precisione specifica di uscita viene garantita nella gamma di temperatura compresa tra —55 e + 125 oppure tra —20 e +80 °C.

Rif. 37

NUOVA SERIE DI CONNETTORI MULTIPLI

La Vero Electronics Limited annuncia la recente presentazione di un'aggiunta alla sua gamma di telai per schede e di involucri: si tratta dell'unità denominata 3U, che può essere usata sia come supporto, sia come mezzo di collegamento.

Il suddetto dispositivo, illustrato in alcune versioni alla **figura 4**, è in grado di accogliere schede di tipo intercambiabile, che possono essere adattate a pannelli della larghezza di 1 e di 2 pollici, lasciando tutto lo spazio necessario per eventuali altre applicazioni, tra cui strumenti di controllo, potenziometri, commutatori ecc.

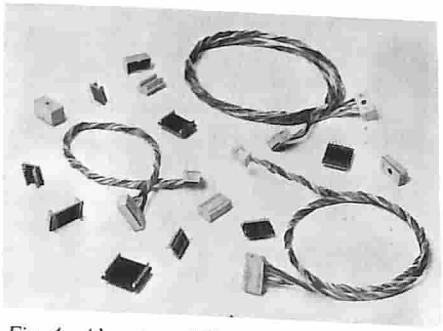


Fig. 4 - Alcuni modelli di connettori multipli, per schede ed intelaiature complesse, di produzione della Vero Electronics.

Rif. 38

STRUMENTO DIGITALE DA PANNELLO DI NUOVA CONCEZIONE

Il nuovo strumento digitale da pannello della Exel Electronics Limited illustrato alla **figura 5** è stato contraddistinto con la sigla XL 350, e consiste in un dispositivo effettivamente bipolare da 3-1/2 cifre, munito di unità di indicazione numerica a sette segmenti, in grado di fornire indicazioni visive assolutamente esenti da fenomeni di ambiguità.

Sono disponibili quattro portate di ingresso, di 200 mV, 2, 20 e 200 V fondo scala. La scelta della posizione del punto decimale viene effettuata mediante accoppiamenti sul colletto disponibile sul retro. L'eventuale sovraportata viene invece indicata dalla soppressione delle cifre.

Fig. 5 - Veduta frontale di uno dei nuovi indicatori digitali da pannello della Exel.

Rif. 39

POTENZIOMETRO MINIATURIZZATO

Completamente sigillato, e fornito con garanzia di quindici mesi, il nuovo potenziometro micro-miniatura della serie CTS S-240, del tipo ad impasto, prodotto dalla CTS Corporation, ed illustrato alla **figura 6** unitamente ad una "graffa" di dimensioni normali, per dare un'idea delle caratterisriche dimensionali, rappresenta la soluzione più indicata per l'allestimento del controllo di volume negli apparecchi di protesi acustica di dimensioni molto ridotte.

Questi potenziometri, le cui caratteristiche costruttive sono studiate in modo da consentire la massima durata, sono disponibili con monopola piatta o arrotondata, con bordo zigrinato per facilitarne la regolazione. Ciascun potenziometro viene fornito già completo di monopola, di vite e di cappuccio decorativo, che può essere usato dall'utente se lo ritiene opportuno.

Il diametro standard della monopola è di 6 mm circa, con leggere varianti a seconda del tipo di applicazione.

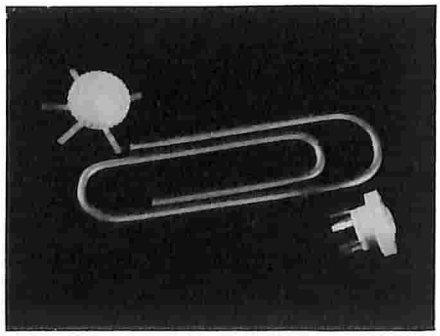


Fig. 6 - Confronto tra le dimensioni di una normale "graffetta" e due esemplari dei nuovi potenziatori micro-miniatura, per protesi acustiche.

Rif. 40

CODIFICATORI MODULARI MINIATURA PRE-ALLINEATI

Un nuovo codificatore ottico incrementale di tipo modulare ed economico, per l'impiego nelle apparecchiature periferiche di elaborazione dati, e nelle applicazioni industriali di controllo, è stato annunciato dalla Sequential Information Systems Incorporated. Questa Fabbrica produce sistemi digitali di misura, dispositivi di indicazione alfanumerica e strumenti di controllo, nonché codificatori ottici, motori ad elevate prestazioni e sistemi di pilotaggio.

Noto come modello MC/MRA, questo dispositivo, visibile alla **figura 7**, presenta le dimensioni di 25/32" di altezza ed 1-1/2" di diametro. Il suddetto codificatore è completamente pre-allineato in Fabbrica, e viene fornito con le viti di allineamento pre-registrate, che predispongono automaticamente le dimensioni tra il disco ottico ed il fototransistore a diodo fotoemittente in struttura interamente metallica che costituisce il dispostivo di indicazione. L'inerzia di rotazione può ridursi al valore di 0,00004 oz/pollice /s^2.

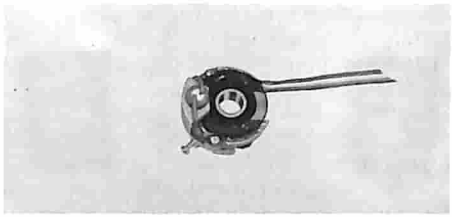


Fig. 7 - Codificatore modulare per allineato di tipo sequenziale, modello MC/MRA.

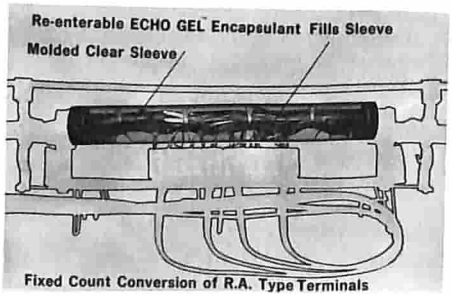


Fig. 8 - Esempio di applicazione del nuovo contenitore a tenuta ermetica della CTC.

Rif. 41

INTERESSANTE INVOLUCRO A TENUTA ERMETICA

Dalla Communications Technology Corporation è stato poco tempo fa presentato un nuovo involucro a tenuta d'acqua di tipo rientrante, che può essere adottato all'interno degli involucri ad accesso rapido tipo 49A, per impieghi nel campo della manutenzione e/o della conversione di terminali ad accesso rapido per conteggio fisso.

Il nuovo dispositivo, denominato Readyfix Closure (vedi **figura 8**); viene realiz-

zato impiegando materiale plastico ad elevata resistenza ed una finestra in vetro, che ne migliora la trasparenza. Viene inserito a pressione nella sua sede sui connettori e sui conduttori, e gli arresti sono stati studiati con molta cura in modo da evitare danni ai conduttori ai quali il dispositivo viene applicato, quando l'involucro raggiunge la sua posizione definitiva.

La prerogativa principale consiste nel fatto che questo sistema permette l'incapsulamento completo agli effetti della tenuta d'acqua, eliminando i problemi che di solito si riscontrano a causa dell'umidità, soprattutto nei confronti delle giunture effettuate sui cavi a lungo percorso.

Rif. 42

INDICATORE NUMERICO PER CALCOLATORI

La disponibilità del nuovo dispositivo di indicazione numerica denominato DL-95, visibile alla **figura 9**, è stata annunciata dalla Litronix.

Inteso principalmente per l'allestimento di calcolatori di tipo tascabile, questo nuovo elemento può essere fornito nella versione ad otto cifre con segno "—" a sinistra, oppure nella versione a nove cifre, senza indicazione di polarità. Le cifre che si illuminano con un'angolazione di 10°, presentano un'altezza ingrandita di 2,5 mm ed una distanza di 5,0 mm tra i centri, e comprendono il punto decimale.

I nuovi elementi DL-95 sono muniti di lente integrale stampata, con ottimo angolo di visibilità, basso profitto e minimo consumo di energia elettrica, oltre alle caratteristiche concettuali progettate in modo da soddisfare le esigenze della moderna industria elettronica.

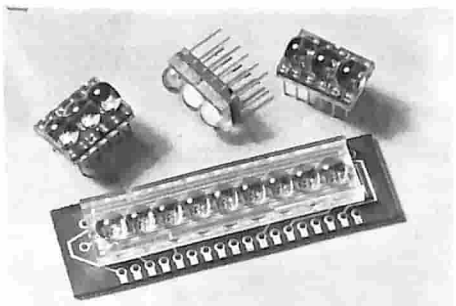


Fig. 9 - Due diverse versioni dei nuovi indicatori numerici a diodi fotoemittenti appartenenti alla serie DL-95.

Rif. 43

SOLENOIDI DI LUNGA DURATA

La N.S.F. ha presentato alcune settimane orsono una gamma di solenoidi rotanti progettati in modo particolare per ottenere una maggiore durata, ed un rendimento più elevato.

Noti come modelli di lunga durata (appunto), questi dispositivi, il cui aspetto è visibile alla **figura 10,** vengono realizzati per consentire almeno venticinque milioni di cicli, senza lubrificazione, e da 50 a 100 milioni di cicli, con lubrificazione ogni 10 milioni di cicli, a seconda delle condizioni di impiego e del carico.

Il solenoide rotante "Ledex" impiega una delle scoperte meccaniche più antiche, e cioè il piano inclinato. Tre sfere inclinate supportano il dispositivo che costituisce l'armatura, che — quando la bobina viene alimentata — viene spinta verso il basso fino a raggiungere il punto di arresto. Di conseguenza, si ottiene la conversione praticamente senza attrito dei movimenti compresi tra quello lineare e quello rotativo.

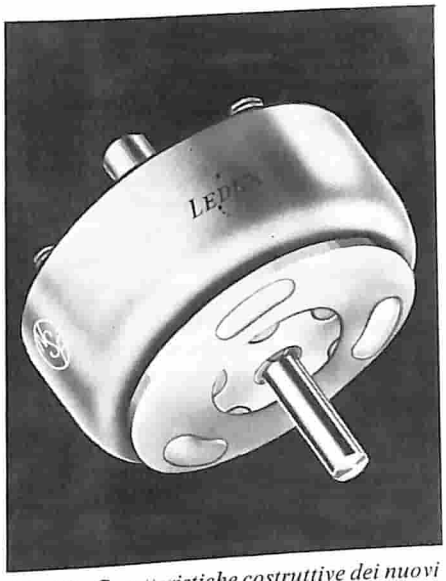


Fig. 10 - Caratteristiche costruttive dei nuovi solenoidi di lunga durata di produzione N.S.F.

Rif. 44

ALTRO NUOVO "DISPLAY" PER CALCOLATORI

Anche questo nuovo indicatore numerico è di recente presentazione, ma ad opera della Monsanto, e viene prodotto in versione singola, sotto la sigla MAN31, oppure nella versione a nove cifre, sotto la sigla MND931.

Le cifre, come si può osservare alla **figura 11,** sono sempre costituite da sette segmenti, ciascuno dei quali consiste in un diodo fotoemittente al fosforo arseniuro di gallio di tipo planare, incapsulato in un involucro in resina epossidica ad elevato contrasto.

Studiato particolarmente per l'impiego sui calcolatori portatili, il nuovo elemento funziona con minima corrente di eccitazione, di intensità compresa tipicamente tra 600 ed 800 μA per segmento. L'unità si presenta con un aspetto elegante, con un'altezza delle cifre tale da consentire un'ottima visibilità anche da notevole distanza senza ingrandimento e senza distorsione, e con l'aggiunta di due possibilità di ingrandimento. A seconda del sistema usato, l'altezza apparente è di 0,115 oppure di 0,130 pollici.

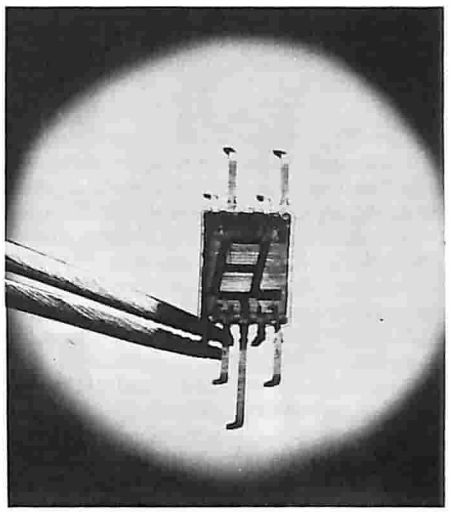


Fig. 11 - Il nuovo dispositivo di indicazione numerica a diodi fotoemittenti tipo MAN 31 presenta un'altezza di 0,09", e produce luce di colore rosso, di notevole visibilità anche da distanza apprezzabile.

Rif. 45

TERMISTORE A RESPONSO RAPIDO

Il sensore termico di superficie modello H49, illustrato alla **figura 12,** e prodotto dalla Fenwal Electronics, viene montato con un sistema adesivo per consentire la misura di temperature di superficie o l'allestimento di sistemi di controllo, entro una gamma di temperature che raggiunge il valore massimo normale di 200 °C, e quello di 260 °C su speciale richiesta.

Le applicazioni tipiche di questo nuovo elemento termosensibile sono quelle a carattere spaziale e militare: nella telemetria in volo o per rilevamenti di temperature di superficie da parte degli aerei, dei missili, dei satelliti, delle radiosonde, dei veicoli orbitali con equipaggio umano, e delle sonde spaziali in profondità.

Inoltre, questi elementi possono essere usati per eseguire misure e controlli della temperatura delle apparecchiature di elaborazione elettronica, nei sistemi di condizionamento e di refrigerazione dell'aria, e virtualmente in qualsiasi altra applicazione industriale nella quale la temperatura di superficie costituisce un fattore critico di controllo.

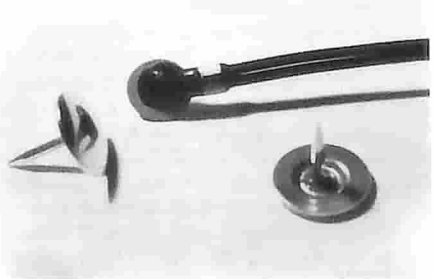


Fig. 12 - Un esemplare del nuovo termistore a responso rapido, prodotto dalla SE.

Rif. 46

EQUIPAGGIAMENTO COMPLETO DI RESISTORI

Un progettista elettronico non deve mai vedere il proprio lavoro fermarsi a seguito della mancanza di un resistore del tipo ad impasto o a pellicola. Ebbene, con il nuovo assortimento di resistori RS 10, reso disponibile dalla Energy Electronic Products (vedi **figura 13**), non è più impossibile reperire qualsiasi determinato valore resistivo, in quanto l'assortimento contiene complessivamente 2.725 pezzi tutti da 0,25 W, con tolleranza del 5%, oltre a 170 valori diversi, compresi tra 0,51Ω e 5,6 MΩ.

È forse possibile sapere a priori quali e quanti valori resistivi sono necessari per provare un determinato circuito? Se il dato è disponibile, basta approvvigionarsi in tempo, ed iniziare quindi i lavori di montaggio e di sperimentazione. Se invece i suddetti dati non sono prevedibili, l'unica soluzione consiste proprio nel munirsi di un approvvigionamento del tipo citato, nel quale caso non sono disponibili deficienze, a meno che — dopo un lungo periodo di tempo — non ci si sia dimenticati di rinnovare gli elementi che si sono progressivamente esauriti.

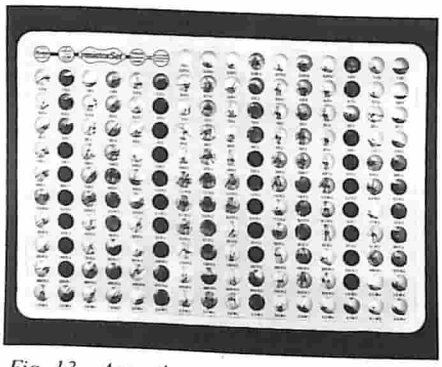


Fig. 13 - Assortimento completo di resistori ad impasto ed a pellicola, del tipo necessario nei laboratori sperimentali per poter far fronte a qualsiasi esigenza circuitale.

Rif. 47

TERMISTORI INTERCAMBIABILI UNI-CURVA

Ancora dalla Fenwal Electronics ci giunge la notizia dell'aggiunta alla linea di produzione dei nuovi termistori intercambiabili ad unica curva adattata, il cui aspetto è illustrato alla **figura 14**.

Nella disponibilità standard sono comprese unità da 100 e da 300 Ω alla temperatura ambiente di 25 °C, le cui variazioni possono essere previste con una precisione di ±0,2 °C, entro la gamma di temperature compresa tra —20 e +50 °C. Inoltre, sono disponibili unità da 500 e da 1.000 Ω, sempre in riferimento alla temperatura di 25 °C, con precisione di ±0,2 °C entro la gamma di temperature standard compresa tra 0 e +70 °C.

I suddetti termistori sono stati studiati espressamente per consentire applicazioni

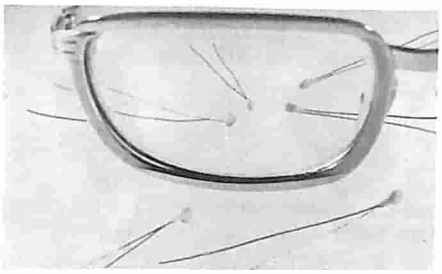


Fig. 14 - Tipica struttura dei nuovi termistori a curva unica di tipo intercambiabile, ancora di produzione FE.

su vasta scala di tipo economico, nei campi in cui le variazioni di temperature non superano il valore di 150 °C. Si tratta quindi di componenti particolarmente adatti per l'impiego nelle applicazioni per la misura di temperature, per sistemi di indicazione e di controllo, nonché di compensazione degli effetti della temperatura ambiente nei confronti delle bobine di rame, dei transistori, dei circuiti integrati e di altri dispositivi semi-conduttori.

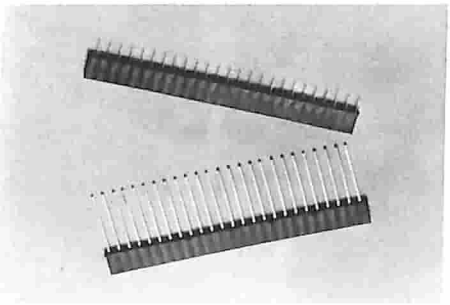


Fig. 15 - Due diversi esemplari dei nuovi connettori multipli della Robins Nugent.

Rif. 48

CONNETTORI MULTIPLI DI TIPO RAZIONALE

Lo zoccolo tipo SB-25-100 illustrato alla **figura 15** viene prodotto dalla Robinson-Nuget, e permette l'esecuzione di montaggi standard in prototipo oppure di produzione, con distanza di 2,5 mm tra i centri dei contatti. Le unità individuali presentano una lungezza sufficiente per comprendere venticinque contatti, ma possono essere tagliati o uniti tra loro, senza modificare la distanza suddetta nel punto di unione.

I contatti metallici sono realizzati in rame al berillio, e vengono trattati galvanicamente con oro oppure con stagno. I terminali sono invece costituiti da linguette del tipo a saldare, e l'intero corpo isolante di supporto viene realizzato in nailon rinforzato con fibre di vetro.

Le dimensioni globali sono di 0,1" di larghezza, 0,215" di altezza, e 2,5" di lunghezza.

Rif. 49

DIODI FOTOEMITTENTI A LUCE ROSSA CON TERMINALI ASSIALI

Per l'illuminazione dei pannelli, per le annotazioni sulle pellicole, per gli indicatori dello stato di funzionamento nei circuiti, per i sistemi di indicazione numerica o alfanumerica, e l'allestimento per lampada spia, la Dialight ha realizzato una serie di diodi fotoemittenti muniti di terminali assiali.

Denominati Modello 521-9189 (vedi **figura 16**), questi diodi fotoemittenti al fosfuro-arseniuro di gallio del tipo a lega diffusa presentano un ampio angolo di visibilità, una forte intensità luminosa, un minimo consumo di energia elettrica, un'ottima resistenza alle vibrazioni ed agli urti, un prezzo ridotto, ed un interessante grado di compatibilità con i circuiti integrati, oltre ad un'ottima durata, che viene valutata in misura di diversi anni.

Le caratteristiche tipiche di funzionamento alla temperatura di 25 °C consistono nella lunghezza d'onda della luce di 6.500 Angstrom, in una tensione statica diretta di 1,7 V, della corrente inversa statica di 0,1 μA, e nell'intensità della luce prodotta di 0,5 mcd.

Le caratteristiche massimali sono invece costituite da una tensione inversa di 3 V, da una corrente diretta di 40 mA, e da una gamma delle temperature di magazzinaggio compreso tra —55 e +100 °C.

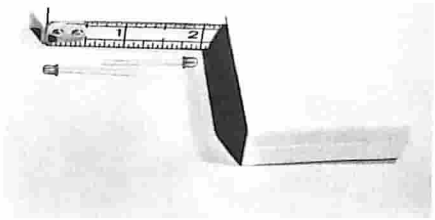


Fig. 16 - I nuovi diodi fotoemittenti a luce rossa di tipo miniaturizzato modello 521-9189, vengono prodotti dalla Dialight.

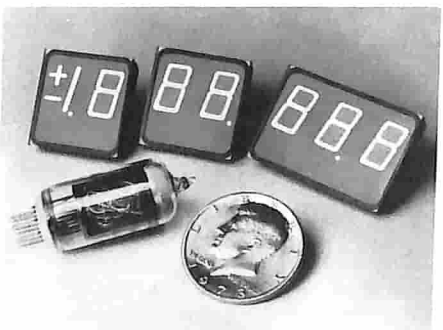


Fig. 17 - A differenza dei tipi realizzati con tubo a griglia, i dispositivi di indicazione numerica a scarica nei gas della Dialight presentano una struttura planare, con altezza dei caratteri di 0,55".

Rif. 50

SISTEMI DI INDICAZIONE NUMERICA A SCARICA NEI GAS

Per applicazioni particolari, come ad esempio l'allestimento di registratori elettronici di cassa, verificatori di carte di credito, bilance elettroniche, strumenti di misura, contatori, apparecchiature industriali di controllo, termometri elettronici, ecc., oltre agli indicatori numerici del tipo a scarica nei gas, funzionanti con altezza dei caratteri di 0,550".

La serie 755, il cui aspetto è visibile alla **figura 77**,è di tipo a superficie piana, funziona con ottima luminosità, che non risulta mascherata neppure in piena luce solare.

La luminosità di colore arancio-neon e la struttura non segmentata dei caratteri rende minima la fatica da parte dell'occhio dell'osservatore, e quindi massima la leggibilità dei dati riprodotti.

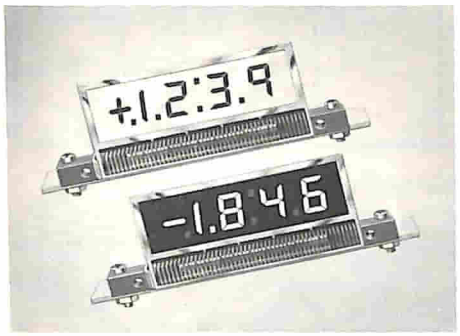


Fig. 18 - Due versioni dei nuovi indicatori numerici a cristalli liquidi, della IEE, di cui uno con caratteri positivi (in alto) ed uno con caratteri negativi (in basso).

Rif. 51

NUOVI DISPOSITIVI A CRISTALLI LIQUIDI E AD EFFETTO DI CAMPO

Per completare la sua precedente linea di produzione di unità di indicazione a cristalli liquidi, la Industrial Electronic Engineers Incorporated ha presentato recentemente una nuova serie notevolmente migliorata di indicatori numerici a cristalli liquidi, e ad effetto di campo, con la struttura riprodotta nella foto di **figura 18**.

Questi nuovi indicatori vengono offerti sia nella versione riflettente (modello 1650-01) sia nella versione trasmissiva (modello 1550-01 P oppure N) in versioni multiple da 3-1%2 decadi, con sette segmenti da undici mm di altezza, oltre al segno di polarità ed alla disponibilità del punto decimale per ciascuna cifra indipendentemente.

In aggiunta, i modelli funzionanti sul sistema trasmissivo sono disponibili sia in positivo che in negativo, (rispettivamente un colore scuro su fondo chiaro e un colore chiaro su fondo scuro), per soddisfare le esigenze relative a ciascun tipo di applicazione.

Queste unità forniscono numerosi vantaggi rispetto a quelle di tipo convenzionale: tra questi è opportuno citare il minimo consumo dell'energia di alimentazione. (0,5 μW per segmento con tensione di 10-15 V, alla frequenza di 30-1.000 Hz), un tempo di commutazione più rapido (40-50 ms), un maggiore contrasto, una maggiore durata, ed una gamma più ampia delle temperature di funzionamento, comprese cioè tra —10 e +65 °C.

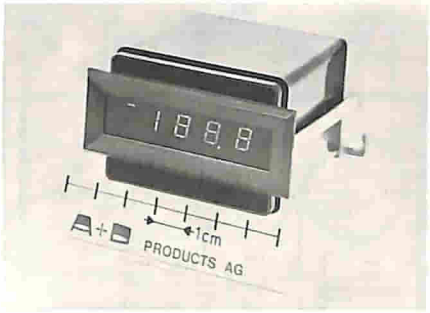


Fig. 19 - Aspetto tipico a caratteristiche dimensionali di uno dei nuovi indicatori numerici da pannello della A + D Products AG.

Rif. 52

ALTRA SERIE DI STRUMENTI DIGITALI DA PANNELLO

Nel tentativo di sostituire in modo sempre più vantaggioso gli strumenti di tipo classico con movimento di d'arsonval, la A + D Products AG presenta una nuova serie di strumenti digitali da pannello di dimensioni ridotte, e di altissima qualità nonostante il costo contenuto.

Con la struttura visibile alla **figura 19**, questi strumenti raggiungono una precisione dello 0,05% del valore di fondo scala, ±1 cifra, ed un coefficiente termico pari a ±50 parti per milione per grado centigrado.

Nella produzione standard sono disponibili cinque portate di tensioni continue, da 2 a 1.000 V, ed 8 portate in corrente continua, da 2 nA a 2 A.

La modifica della portata avviene semplicemente mediante la sostituzione di un componente intercambiabile, sebbene sia possibile anche l'aggiunta di resistori esterni facoltativi, per ottenere applicazioni a portate multiple.

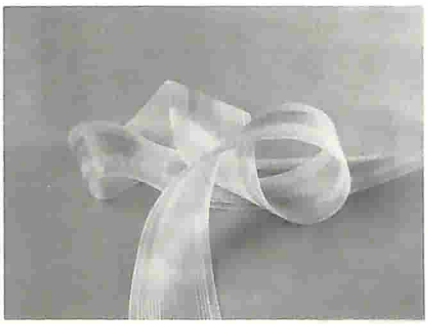


Fig. 20 - Segmento di nastro realizzato con il nuovo materiale dielettrico siliconico della Cicoil, con ottime caratteristiche di isolamento, di resistenza meccanica e di flessibilità.

Rif. 53

NUOVO DIELETTRICO SILICONICO

Un'altra innovazione tecnologica è dovuta all'impiego di un materiale dielettrico siliconico per incapsulazione, recentemente annunciato dalla Cicoil Corporation.

Osservando la **figura 20,** è possibile notare la facilità con la quale vengono allestiti strati di materiale isolante di tipo flessibile e trasparente, impiegando appunto il nuovo materiale siliconico, che sembra essere destinato a consentire la soluzione di numerosi problemi fino ad ora riscontrati sia agli effetti dell'isolamento, sia agli effetti della rigidità dielettrica, delle igroscopicità, della flessibilità, ecc.

Oltre alle ottime prerogative di robustezza, il nuovo materiale presenta un fattore di elongazione pari a +600, ed una durezza compresa tra 60 e 70 secondo il sistema "Shore". Il campo principale di applicazione si estende in modo più che apprezzabile, grazie alle ottime caratteristiche di stabilità termica, di elevata resistenza all'abrasione, alla tensione meccanica ed alla cosiddetta proliferazione.

Il nome del nuovo materiale è "Ultraflex 300", e — col suo impiego nei normali procedimenti produttivi — è stato possibile allestire cavi multipli con una gamma dinamica di funzionamento agli effetti della temperatura compresa tra —54 e +260 °C, senza minimamente compromettere le caratteristiche elettriche.

TERMOMETRI A RESISTENZA PER IMPIEGHI IN CONTAINERS REFRIGERATI

La Rosemount (rappresentata in Italia dalla Automazioni Strumenti FAS) ha in produzione tre tipi di elementi sensibili diversi per ambienti refrigerati adatti per spedizioni Via Aerea o Via Mare.

Il modello E794 che fissato con una vite alla parete può trasmettere il segnale allo strumento di misura.

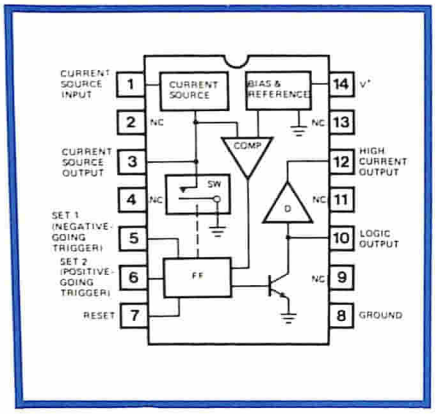
Il modello E795 adatto per ambiente ed il modello E906 per la misura della temperatura della polpa dei frutti.

Il campo di impiego massimo é da —70 a 90°C e sono certificati dal U.S.A. Department of Agricolture, dal Det Norske Veritas e dal Lloys Register of shipping.

TIMING CIRCUITS

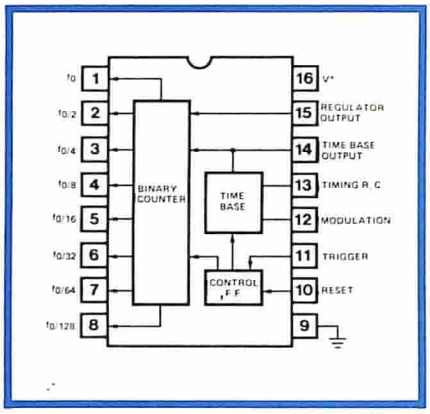
XR-320

TIMING CIRCUIT
Timing From μsec to Hours
Power Supply: 4.5 to 20 Volts
Triggers On Negative or Positive Signals
One-Shot and Self-Triggering Operation
Two-Independent Logic Outputs
Time Delay = 2RC
Hermetic Package
100 mA Current Drive Output



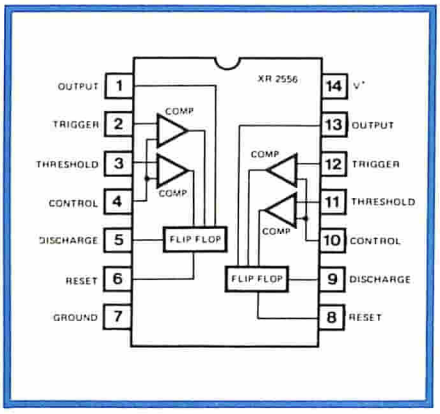
XR-2240

PROGRAMMABILE TIMING CIRCUIT
Time Delay T = RC Is Programmable From 1RC to 255RC
Supply Voltage: 4.5V to 15V
Long Delays With Small Capacitors
TTL Compatible Outputs
Generates Random Pulse Trains
1000 Hour Delay Possible With Two XR-2240's



XR-2556

DUAL 555 TIMING CIRCUITS
Replaces Two 555-Type Timers
Timing From μsec to Hours
TTL Compatible Pin-Outs
Temperature Drift Matching Between Timer Sections
Independent Operation Between Timer Sections
One-Shot and Self-Trigger-ing Operation
Sequential Timing

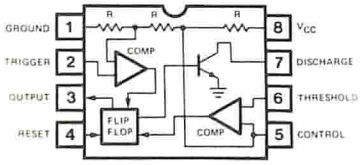


LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

XR-555

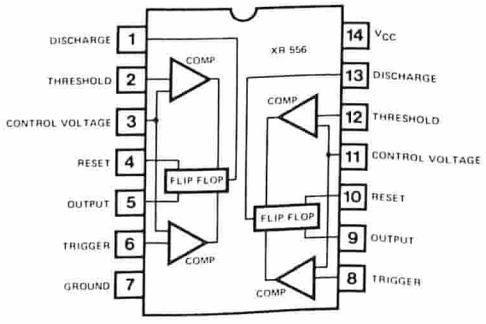
TIMING CIRCUIT
The XR-55 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate timing pulses. It is a direct, pin-for-pin replacement for the SE/NE 55 timer.

FEATURES
Direct Replacement for SE/NE 55
Timing from Microseconds Thru Hours
Operates in Both Monostable and Astable Modes
High Current Drive Capability (200 mA)
TTL and DTL Compatible Outputs
Adjustable Duty Cycle
Temperature Stability of 50 ppm/°C



XR-556

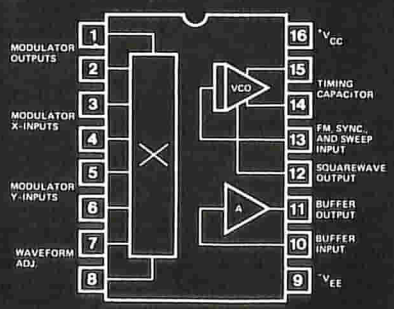
DUAL 555 TIMING CIRCUITS
Replaces Two 555-Type Timers
Timing From μsec to Hours
TTL Compatible Pin-Outs
Temperature Drift Matching Between Timer Sections
Independent Operation Between Timer Sections
One-Shot and Self-Trigger-ing Operation
Sequential Timing



FUNCTION GENERATORS

XR-205

WAVEFORM GENERATOR
Waveform Generation: Sine, Square, Pulse, Triangle, Sawtooth
Frequency Sweep Range 7:1
Amplitude and Frequency Modulation of Waveforms
Package: 16 Pin Ceramic
Power Supply: 8 to 26 Volts
Sine Ware: 4 MHz, 2.5% THD 3 V_{p-p} Output



EXAR INTEGRATED SYSTEMS INC.

per l'Italia:

SYSCOM ELETTRONICA S.p.A.
Via Gran Sasso 35
20092 Cinisello B. (Mi)
Tel. 92.89.251/2/3

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. D 4** sulla cartolina

NUOVI PRODOTTI

Rif. 54

BARRIERA ANTIFURTO A RAGGI INFRAROSSI

Per controllare l'accesso di persone non autorizzate in locali, cortili, saloni, ecc., la Zettler propone, ad un prezzo relativamente ridotto, la barriera a raggi infrarossi a lunga portata (vedi **figura 1**), che agisce fino alla distanza di 100 m.

Il sistema di protezione, denominato IS 4, è costituito da un trasmettitore e da un ricevitore, aventi la medesima struttura esterna: un diodo semiconduttore produce nel trasmettitore un raggio infrarosso modulato, invisibile per l'occhio umano. Questo raggio viene captato dal rivitore, che si trova nel muro opposto, e valutato tramite un circuito a transistori.

L'allarme si produce se il raggio è interrotto per un periodo di tempo maggiore di 0,01 s, oppure se la frequenza di moltiplicazione ricevuta non corrisponde a quella di trasmissione.

Il trasmettitore e il ricevitore sono protetti contro il sabotaggio mediante contatti di sicurezza. Non è praticamente possibile metterli fuori servizio impiegando sorgenti di irradiazione estranee. Se lo desidera, è possibile incorporare anche un contatto a lamina, per proteggere il relè di allarme contro una eventuale influenza magnetica esterna.

La barriera a raggi infrarossi, le cui dimensioni sono di mm 205 x 135 x 70, può essere installata in modo invisibile, oppure incassata. Dopo il montaggio, il sistema ottico può essere regolato facilmente ed in modo rapido.

Il consumo di corrente presenta il valore di 23 mA, compreso il relè di allarme, e la tensione di funzionamento è di 12 V.

Il trasmettitore ed il ricevitore sono apparecchi di grande semplicità, che possono essere collegati agli impianti di protezione di locali, e che vengono riconosciuti dall'associazione professionale degli assicuratori.

Fig. 1 - Il nuovo sistema di protezione IS 4 consiste in un trasmettitore ed in un ricevitore, il cui aspetto esterno è sostanzialmente uguale.

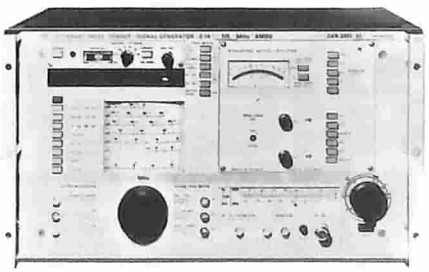


Fig. 2-A - Generatore universale di segnali tipo SMDU della R & S, primo strumento del suo genere che copre con continuità la gamma compresa tra 140 kHz ed 1,05, GHz.

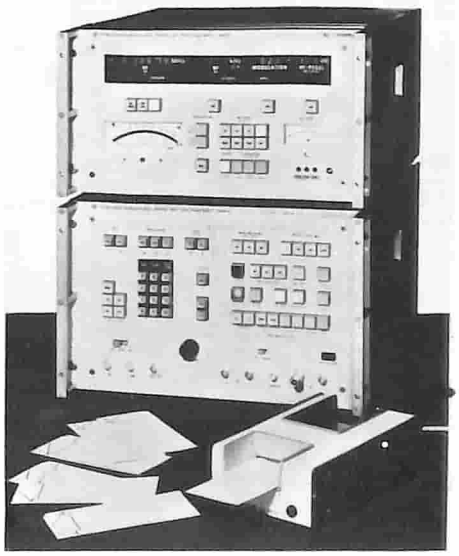


Fig. 2-B - Strumento "intelligente" per l'esecuzione di prove sugli impianti di comunicazione, denominato SMPU, sempre della R & S.

Rif. 55

DUE NUOVI STRUMENTI SCIENTIFICI

La Rohde & Schwarz ha presentato recentemente il Generatore Universale di segnali modello SMDU, illustrato alla **figura 2-A**, che permette di eseguire tutte le misure necessarie sui componenti attivi e passivi, sulle unità montate e sugli strumenti di misura. L'apparecchio risulta inoltre adatto per eseguire misure sui ricevitori che funzionano con qualsiasi frequenza, compresa la gamma delle UHF, fino ad un massimo di 1.05 GHz.

Il generatore SMDU è più che un semplice oscillatore, in quanto comprende una se-

zione ad alta frequenza di elevata precisione per la modulazione di ampiezza e la modulazione di frequenza, un frequenzimetro a sette cifre, un generatore di bassa frequenza a distorsione ridotta, ed un voltmetro per frequenze acustiche, con commutazione automatica della portata.

La medesima Fabbrica fornisce anche l'apparecchiatura illustrata alla figura 2-**B**, denominata "Intelligent Test Assembly" (Complesso di Prova Intelligente) per l'esecuzione automatica di prove sulle apparecchiature per comunicazioni, denominata SMPU, unitamente al dispositivo per la lettura delle schede, tipo PCL, visibile in basso a destra.

Il dispositivo sfrutta le prestazioni di un microcalcolatore che controlla gli strumenti di misura, ne verifica le prestazioni, e solleva l'operatore del lavoro di "routine". Tutte le regolazioni ed i modi di funzionamento possono essere impostati mediante comandi a pulsanti.

È stata però prevista una manopola per la variazione analogica dei dati: l'indicazione è sotto forma digitale o analogica, a seconda di come si preferisce. Infine, è possibile dare inizio ad un programma completo di prove premendo un semplice pulsante. La sensibilità di ricezione è di 20 dB. con rapporto tra segnale e rumore di 12 dB. La larghezza di banda è di 6 dB, e lo strumento comprende un dispositivo "squelch".

Rif. 56

AMPIA GAMMA DI ALIMENTATORI AD ALTA TENSIONE

Un'ampia gamma di alimentatori a corrente continua ad alta tensione, di tipo miniaturizzato, è stata resa disponibile dalla Hipotronics Incorporated, con tensioni di uscita comprese tra 2 e 60 kV, e con intensità di corrente comprese tra 2 e 10 mA.

L'impiego delle tecniche avanzate per la produzione ed il controllo di tensioni elevate ha consentito di conferire a questi dispositivi, il cui aspetto è visibile alla **figura 3**, dimensioni più ridotte e pesi minori, unitamente ad una notevole possibilità di impiego senza che si presentino inconvenienti. Tutti questi alimentatori vengono realizzati con isolamento in resina epossidica, oppure in olio speciale.

Fig. 3 - Moduli di alimentazione Hipotronics, denominati rispettivamente 50B, 15B e 10B, tutti del tipo ad alta tensione in corrente continua.

Rif. 57

SERIE DI MISCELATORI-PREAMPLIFICATORI A DOPPIO BILANCIAMENTO

La nuova serie di miscelatori-preamplificatori a doppio bilanciamento, con valori della media frequenza fino a 2 GHz, realizzati con l'aspetto visibile alla **figura 4**, è stata presentata dalla RHG Electronics Laboratory Incorporated. Questa Fabbrica progetta, realizza e produce ricevitori per microonde, trasmettitori e componenti di varia natura.

Combinando tra loro i miscelatori a doppio bilanciamento con preamplificatori a basso rumore e ad elevata frequenza di funzionamento, è stato possibile eliminare tutti i problemi di interfaccia di natura elettrica e meccanica.

La nuova serie consente i vantaggi ottenibili normalmente con i miscelatori a doppio bilanciamento, compresi l'alto isolamento e il fattore estremamente basso di intermodulazione, unitamente alla stabilità, al basso fattore di rumore ed alla notevole larghezza di banda dei preamplificatori ibridi comprendenti anche circuiti integrati.

I suddetti dispositivi vengono offerti con copertura di ottava radiofrequenza, nella gamma fino a 12 GHz, con frequenza di funzionamento da 300 a 2.000 MHz, e con larghezze di banda fino ad un massimo di 100 MHz. Queste unità a basso rumore rappresentano l'applicazione ideale per l'impiego nei ricevitori radar a doppia conversione ed a larga banda, negli analizzatori di spettro, negli impianti EGM, ed in altre applicazioni analoghe.

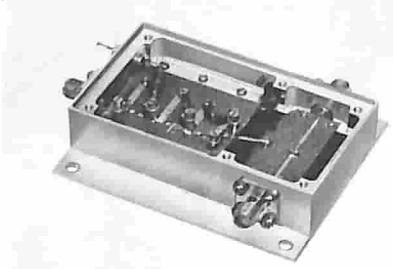


Fig. 4 - Esemplare della nuova serie di miscelatori-preamplificatori a doppio bilanciamento, funzionanti con media frequenza fino a 2 GHz.

Rif. 58

DISPENSATORE DI MATERIALE EPOSSIDICO

Un nuovo sistema per la distribuzione di materiale epossidico, che garantisce un elevato grado di riproducibilità del deposito per il rivestimento di piccoli diodi fotoemittenti, transistori ed altri componenti, è stato presentato dalla Laurier Associates Incorporated.

L'apparecchiatura, illustrata alla **figura 5**, è stata creata per consentire agli utenti la disponibilità di un'alternativa rispetto ai metodi convenzionali. Denominato PD-260, questo dispensatore funziona meccanicamente: a differenza degli altri tipi corrispondenti, il suo funzionamento non dipende tuttavia dalla pressione dell'aria, attraverso un sistema capillare. A volte — infatti — la pressione dell'aria determina la separazione della resina epossidica e della base. Ciò — a sua volta — può provocare il bloccaggio degli ugelli, e da ciò deriva un deposito irregolare di resina.

Oltre ad eliminare questo problema, il dispositivo non subisce alcuna influenza da parte delle eventuali variazioni di altezza del substrato. Anche ciò è di notevole importanza agli effetti dell'uniformità del deposito.

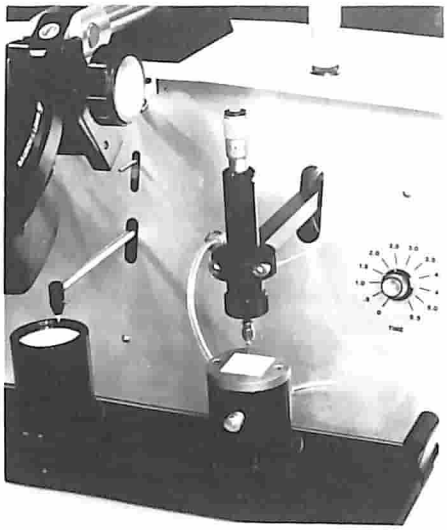


Fig. 5 - Fotografia ripresa a distanza ridotta del dispensatore di resine epossidiche, il cui funzionamento non dipende dalla pressione dell'aria esercitata attraverso un sistema capillare.

Rif. 59

NUOVA VERSIONE DEL MULTIMETRO DIGITALE 8000A

Una nuova versione, che aumenta al valore massimo di 20 A la possibilità di misura del ben noto multimetro digitale 8000A della Fluke, è stata recentemente introdotta in Europa.

La **figura 6** illustra la suddetta nuova versione denominata 05, che permette l'esecuzione di misura in corrente continua ed alternata fino a 10 oppure 20 A, per periodi di tempo di durata non superiore ad un minuto.

Quanto sopra costituisce una prerogativa originale, che però può essere aggiunta anche ad altri strumenti già esistenti. Il dispositivo è disponibile sia sui modelli funzionanti con la tensione alternata di rete a 50 Hz, sia su quelli il cui funzionamento si basa sull'impiego di una batteria incorporata di tipo ricaricabile.

Per gli strumenti di misura di bassi valori resistivi fino ad 1 mΩ, è disponibile un'altra

versione dello strumento, denominata A-06: essa comprende altre due portate resistive, di 20 e 2Ω fondo scala, con regolazione dal pannello frontale dell'azzeramento degli effetti dovuti all'impedenza dei cavetti di ingresso.

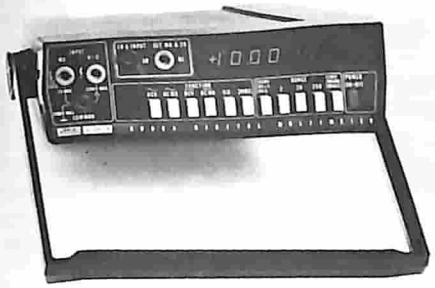


Fig. 6 - Multimetro digitale Modello 8000A della Fluke, munito di strumento a 3-1/2 cifre, in grado di misurare correnti continue ed alternate fino all'intensità massima di 20 A.

Rif. 60

AMPLIFICATORI PER LA BANDA "L" DA 2 W

La Microwave Power Devices Incorporated ha conseguito un altro primato con lo sviluppo dell'amplificatore allo stato solido ed a larga banda funzionante in classe A illustrato alla **figura 7**, che copre la gamma di frequenze compresa tra 800 e 2.400 MHz in una sola gamma.

Il modello LWA 0824-1 permette oggi con un unico amplificatore di eseguire prove nella gamma delle apparecchiature mobili 869-920, nella banda 960-1.215, nella banda 1.700-2.400, e nell'intera banda "L", da 1 a 2 GHz.

Tra le diverse possibilità di applicazione sono compresi gli amplificatori di media potenza presenti all'uscita dei generatori di segnali per microonde, che funzionano appunto da 800 a 2.400 MHz, gli analizzatori di deflessione per la prova di componenti a larga banda, con elevate perdite di inserimento, gli analizzatori di reti per circuiti a transistori, e le prove su antenne a larga banda.

Le prerogative principali consistono in una potenza lineare di uscita di 1 W, in una potenza di saturazione tipica di 2,0 W, in un guadagno minimo di 27 dB, ed in un livello delle armoniche minimo di -29 dB e -50 dB oltre 1.400 MHz.

Fig. 7 - Amplificatore per banda "L" della potenza di 2 W, interamente allo stato solido, prodotto dalla MPD Incorporated.

Rif. 61

FONOMETRI PER INQUINAMENTO ACUSTICO

Una nuova serie di quattro apparecchiature per la misura del livello sonoro di tipo autonomo, costituite da un fonometro, da un calibratore acustico, da un astuccio, da uno schermo antivento, da cinghia a tracolla e da batterie di alimentazione, oltre ad un semplice manuale di istruzioni, viene attualmente messa a disposizione degli interessati della Triplett Corporation.

Ciascuno dei calibratori compresi negli strumenti (vedi **figura 8**) corrisponde alle specifiche ANSI SI. 4-1971, e si adatta alle esigenze del personale incaricato dei controlli.

Tra questi sono da citare i tecnici addetti alla sicurezza pubblica, i responsabili del personale, il personale sanitario, gli igienisti industriali, i capi-fabbrica, il personale didattico, gli addetti alla manutenzione, ecc.

Ogni strumento abbina un fonometro del tipo 2 oppure del tipo 3 con un calibratore a frequenza semplice o multipla, ed ai relativi accessori. Studiata come unità autonoma munita di tutto ciò che è necessario per determinare i livelli di pressione sonora nelle zone industriali a rumorosità elevata, questi strumenti sono disponibili in quattro modelli, che si differenziano tra loro per le prestazioni e per la dotazione. Il fonometro compreso in ciascuna unità è munito di un microfono a caratteristica di funzionamento panoramica, del tipo ceramico al titanato-zirconato di piombo, e funziona con un responso calibrato che può essere predisposto con reazione rapida e lenta, a seconda delle esigenze.

Fig. 8 - Una delle versioni delle nuove apparecchiature prodotte dalla Triplett, per l'esecuzione di rilevamenti fonometrici. Si osservi il particolare tipo di calibratore abbinato allo strumento.

Rif. 62

DISPOSITIVO DI SICUREZZA PER PORTE

La Fabbrica specializzata in dispositivi di sicurezza Distloc annuncia la versione MK II della serratura elettrica tipo 8093 con controllo a distanza, che può essere usata con porte di notevole importanza, per le quali si impone la massima inviolabilità possibile.

Questo nuovo dispositivo, illustrato alla **figura 9**, ha destato l'ammirazione di numerosi tecnici perché resiste alle intemperie e impedisce praticamente qualsiasi tipo di manomissione. Apprezzati anche il peso e il costo ridotti.

La serratura contiene un gancio imperniato di insolita robustezza, che può essere comandato a distanza, e che comprende anche un particolare dispositivo di posizionamento. Il cursore viene normalmente adattato allo stipite della porta, mentre quest'ultima reca un dispositivo di grande sicurezza, che si blocca in modo permanente, e che può naturalmente essere sbloccato soltanto impiegando una chiave di tipo meccanico.

Il controllo a distanza, di tipo indipendente, permette tuttavia l'apertura della porta anche da parte di persone appositamente autorizzate, senza disporre della chiave necessaria.

Tra le diverse applicazioni si possono citare gli uffici, le banche, i laboratori, i musei, le gallerie d'arte, i garage, ecc.

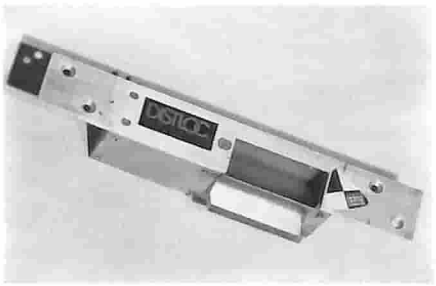


Fig. 9 - Caratteristiche costruttive della nuova serratura automatica della Distloc, che prevede anche la possibilità di comando a distanza.

Rif. 63

DISPOSITIVO PER LO STUDIO DELL'ENERGIA SOLARE

Da un comunicato della Schoffel Instruments Corporation apprendiamo che è stato realizzato un dispositivo di foggia particolare, ed elvate prestazioni, destinato allo studio dell'energia solare.

Tale dispositivo (vedi **figura 10**) è in grado di stabilire con rigorosa esattezza le costanti solari entro una superficie definita, e con distanza nota. Un impianto tipico produce una quantità di energia elettrica pari a 140 mW/cm^2 (una costante solare) su di una superficie di circa cm 30 x 30, proiettata alla distanza di circa 1 m.

Queste apparecchiature vengono munite di lampada ad arco allo xeno con potenza compresa tra 1.000 e 3.000 W, sebbene sia prevista anche una gamma abbastanza vasta di diverse lampade, che possono essere impiegate a seconda delle circostanze.

Il dispositivo illustrato nella foto impiega due manicotti di focalizzazione, mediante i quali è possibile ricevere i due raggi collimati di luce, in modo da consentire l'esecuzione di due misure, con caratteristiche analoghe della sorgente.

Tenendo presenti gli attuali rilevamenti sul sole, per quanto riguarda l'evoluzione della massa gassosa incandescente e l'influenza che tali fenomeni esercitano dal punto di vista biologico sul nostro pianeta si tratta di un'apparecchiatura scientifica di grande interesse, il cui impiego verrà probabilmente adottato in numerosi laboratori di ricerca.

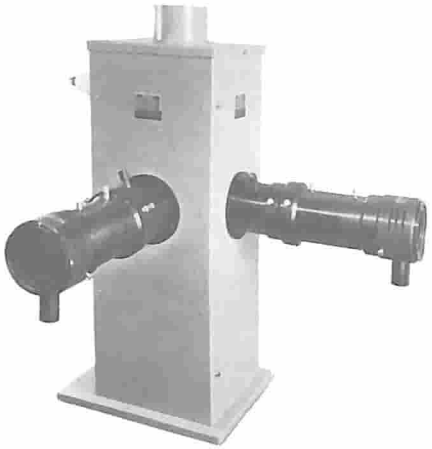


Fig. 10 - Strumento prodotto dalla Schoeffel Instruments Corporation, previsto per effettuare studi scientifici nei confronti dell'energia solare.

Rif. 64

CAMERA COMPATTA DI RAFFREDDAMENTO

La Produts for Research Inc. ha presentato una camera compatta di raffreddamento di tipo termoelettrico, studiata per accogliere una vasta gamma di rivelatori allo stato solido e di emettitori.

Il modello TE163-TS (vedi foto di **figura 11**) permette di raggiungere un raffreddamento fino a —20 °C, e funziona con ottima stabilità termica nei confronti dei fotorivelatori e di altri dispositivi allo stato solido. I modelli TE172, TE201 e TE251, che si basano tutti sul medesimo principio, consentono invece rispettivamente di raggiungere temperature di —30, —50 e —100 °C.

L'elemento di raffreddamento viene fornito completo di sezione di alimentazione, e comprende una finestra a doppio vetro, per evitare fenomeni di condensa e di accumulo di strati di ghiaccio. L'accesso semplice e diretto al rivelatore allo stato solido viene effettuato togliendo l'anello che blocca la finestra. Le finestre di quarzo, le lenti di tipo particolare ed i filtri eventuali possono essere facilmente adattati per effettuare rilevamenti in particolari regioni spettrali.

Nel modello TE163 sono stati previsti in aggiunta zoccoli di tipo particolare, per il collegamento di qualsiasi tipo di rivelatori allo stato solido e di emettitore con strutture del tipo TO-5, BNC, TNC, raccordi filettati, ecc.

Fig. 11 - La camera di raffreddamento a struttura compatta tipo TE163-TS consente di raggiungere temperature comprese tra —20 e —100 °C, a seconda del modello.

Rif. 65

IL RYTON PPS SOSTITUISCE IL METALLO

Negli ultimi dieci anni abbiamo assistito ad un certo numero di sviluppi di grande importanza, sia in Europa che negli Stati Uniti, di materiali termostabili che — in determinate circostanze — possono sostituire i metalli in numerose applicazioni industriali.

Questi materiali risultano particolarmente interessanti quando sono di tipo termplastico, a causa della facilità e dell'economia di lavorazione.

Questo è appunto il caso del materiale denominato "Ryton PPS", vale a dire un nuovo polimero termoplastico, prodotto e trattato dalla Phillips Petroleum Company.

Questo solfuro di polifenile presenta eccellente resistenza alle temperature elevate; gli oggetti stampati, come quello illustrato alla **figura 12**, possono essere usati in continuità con temperature fino ad un massimo di 260 °C. Il materiale è stato definito come appartenente alla classe "V-O" (non infiammabile e di tipo auto-estinguente), da un'apposita Organizzazione americana; inoltre, presenta ottime caratteristiche di isolamento elettrico, ed una eccellente stabilità dimensionale. Per questi motivi, il materiale è stato considerato idoneo per l'allestimento di apparecchiature nei campi elettrico ed elettronico.

In particolare, una Fabbrica francese, di grande importanza nel campo delle apparecchiature di illuminazione per automobili, sta producendo una nuova serie di lampade al quarzo-ioduro, del tipo illustrato appunto nella foto, nelle quali il supporto viene appunto realizzato impiegando il nuovo materiale.

Fig. 12 - Esemplare di faro di foggia moderna per autovettura, realizzato impiegando il nuovo materiale "Ryton", che per le sue caratteristiche può sostituire i metalli in diverse applicazioni.

Rif. 66

OSCILLOSCOPIO DA 50 MHz

Il nuovo oscilloscopio modello OS3300A, vedi **figura 13**, prodotto dalla Gould Advance, è uno strumento portatile a doppia traccia da 50 MHz, che abbina prerogative di alte sensibilità e di funzionamento della base tempi col sistema "trigger", il che lo rende adatto ad impieghi generici per il lavoro professionale in laboratorio.

In aggiunta, le sue dimensioni relativamente ridotte ed il peso esiguo significano che lo strumento può essere usato anche per interventi di assistenza.

L'elevata sensibilità di ingresso (1 mV/cm massimo dalla corrente continua a 10 MHz), e l'elevata velocità di analisi da parte della base tempi, (valore massimo 10 ms/cm), abbinate ad una tensione di eccitazione del tubo di 13 kV, lo rendono ideale per l'osservazione diretta di segnali transitori di tipo molto rapido. L'ampia gamma di funzionamento del sistema di sincronismo "trigger" garantisce una traccia stabile su entrambi i canali, indipendentemente dalla frequenza di segnali osservati, e dalla loro forma d'onda.

Fig. 13 - Il nuovo oscilloscopio da 50 MHz della Gould Advance abbina i pregi di alta sensibilità con la disponibilità del sistema di sincronismo "trigger".

Rif. 67

NUOVA SERIE DI ALIMENTATORI MODULARI

Una nuova possibilità per la progettazione e la fabbricazione di alimentatori di tipo speciale è stata recentemente annunciata dalla TerraCom, facente parte della Conic Corporation.

Questo reparto ha infatti sviluppato una serie di alimentatori modulari di commutazione per corrente continua ed alternata, di cui la **figura 14** illustra tre semplari, che possono essere usati espressamente per la realizzazione di trasmettitori e di ricevitori, funzionanti a frequenza molto elevata.

Questi alimentatori forniscono una tensione di uscita assai stabile, con ondulazione residua e rumore di un solo millivolt. La regolazione è migliore dell'1% nella gamma completa di variazione dell'assorbimento da parte del carico.

Diversi modelli di questi nuovi dispositivi sono in uso attualmente come strutture modulari di tipo intercambiabile, per la costruzione di trasmettitori e di ricevitori portatili funzionanti a microonde. Si tratta di dispositivi che possono funzionare con successo anche all'esterno, ed in condizioni ambientali che potrebbero essere considerate critiche per altre apparecchiature analoghe, realizzate però in base a concetti tecnici diversi.

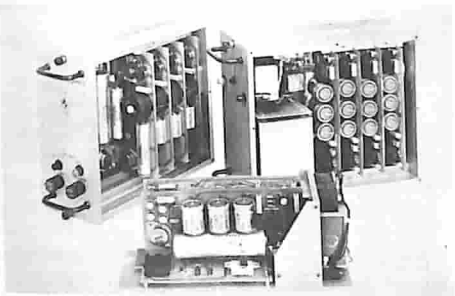


Fig. 14 - Tre diversi modelli dei nuovi moduli di alimentazione e struttura modulare, della TerraCom.

Rif. 68

DUE NUOVI STRUMENTI DELLA SEMCORE

Il multimetro a effetto di campo modello FE160 Senior, illustrato alla **figura 15-A**, si distingue per l'impiego di pulsanti a bassissima resistenza di contatto per l'inserimento delle varie funzioni e delle diverse portate.

Il multimetro funziona con un totale di centododici portate, tra le quali sono di particolare interesse la scala per valori ohmetrici molto bassi, ed una scala voltmetrica per la portata di 0,1 V.

Oltre alla misura di tensioni continue e alternate, di correnti continue e alternate, e di valori resistivi, lo strumento può essere usato per eseguire misure dirette in decibel, in nove portate, con valori di fondo scala di

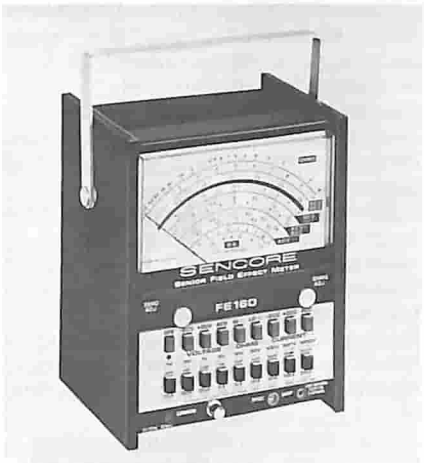


Fig. 15-A - Caratteristiche costruttive del multimetro analogico ad effetto di campo Modello FE 160, di produzione Sencore.

—20, —10, 0, 10, 20, 30, 40, 50 e 60 dB. Tutte queste portate sono naturalmente riferite allo standard di 1 mV su carico di 600 Ω.

L'alimentazione è elettronica, e non prevede l'impiego di alcuna batteria.

Un'altra novità consiste nel prova-transistori modello TF26, illustrato alla figura 15-**B**. La scala dello strumento a indice è suddivisa in due zone, di cui quella di sinistra rossa (contrassegnata con la dicitura "bad", che significa "cattivo" e quella di destra verde ("good" - buono).

Sotto questa scala bicolore ve n'è una graduata da 0 a 3 k, per valutare l'intensità della corrente di dispersione, espressa in microampère.

Per usare questo dispositivo è sufficiente collegare transistori bipolari e a effetto di campo al realtivo zoccolo, e premere uno dei pulsanti, a seconda del tipo di misura che si desidera eseguire. Un commutatore sul pannello frontale permette di predisporre lo strumento a seconda che si tratti di transitori, "n-p-n" oppure "p-n-p".

Fig. 15-B - Il prova-transistori Modello TF26, anch'esso di produzione Sencore. Lo strumento consente la prova di qualsiasi tipo di semiconduttore, e ne verifica la corrente di dispersione.

Rif. 69

GENERATORE-WOBULATORE DA 100 kHz a 120 MHz

Di concezione molto moderna, il generatore-wobulatore modello 4760 Schlumberger (vedi **figura 16**) abbina una grande facilità di impiego ad una gamma di caratteristiche omogenee e complete, che ne fanno uno strumento adatto a qualsiasi laboratorio di studio e di controllo.

In particolare, la funzione di wobulazione, con i suoi diversi modi di escursione, il marcatore variabile con determinazione esatta della frequenza, ed il suo responso sostanzialmente lineare, conferiscono una nuova dimensione alle misure, e le semplificano eliminando qualsiasi ambiguità, senza ricorrere ad un complesso di marcatori di difficile interpretazione.

La disposizione chiara e funzionale dei diversi comandi permette di evitare qualsiasi errore di misura dovuto a false manipolazioni.

Sul pannello frontale è presente un dispositivo di indicazione numerica diretta, tramite il quale viene misurata la frequenza dei segnali prodotti. Oltre a ciò, il marcatore dispone di due comandi separati, tra cui uno per la posizione ed uno per l'intensità.

Gli altri comandi, sempre per la regolazione della frequenza, sono del tipo a pulsante ed a manopola, disposti molto comodamente nella parte centrale del pannello, mentre — sulla destra — è stato applicato uno strumento per la misura diretta di ampiezza del segnale prodotto, al di sotto del quale si trovano un attenuatore a scatti, ed un altro di tipo potenziometrico. Il raccordo è naturalmente di tipo coassiale, e ciò consente l'impiego di un cavo della stessa natura, per il collegamento ai circuiti sotto prova.

Fig. 16 - Nuovo generatore-Wobulatore Modello 4760, funzionante su tutte le frequenze comprese tra 100 kHz e 120 MHz.

Rif. 70

MODULI DI ALIMENTAZIONE DA 5 A 28 V C.C.

I moduli di potenza della Abbot visibili alla **figura 17** in due esemplari sono stati progettati per soddisfare le esigenze dei tecnici che si occupano di produzioni del tipo OEM: per le applicazioni particolari per cui sono stati progettati, questi alimentatori non solo presentano qualità superiori al

normale, ma sono anche caratterizzati da un costo relativamente basso.

Il rapporto tra prezzo e qualità è quindi di notevole interesse, con particolare riguardo alle eccezionali prestazioni.

Sono disponibili modelli con uscita singola o doppia, e ciascuno di essi comprende unità di regolazione che permettono di mantenere costante la tensione di uscita entro lo 0,1%. La temperatura ambiente può raggiungere il valore massimo di +50 °C, mentre la frequenza della corrente alternata di ingresso può presentare un valore compreso tra 47 e 420 Hz.

In linea di massima, tutti i moduli sono previsti per una tensione alternata di ingresso compresa tra 103 e 127 V, ed i circuiti vengono realizzati con una caratteristica tensione di isolamento di 300 V tra i terminali di uscita e la massa metallica. L'isolamento è comunque dell'ordine di 50 mΩ tra i suddetti terminali ed il telaio, effettuando la misura con una tensione di prova di 50 V.

Infine, ciascuna unità è completamente protetta contro i sovraccarichi e contro i cortocircuiti, di qualsiasi durata.

La tensione di uscita — infatti — ritorna automaticamente al suo valore normale all'incirca 25 ms dopo la cessazione del fenomeno di sovraccarico.

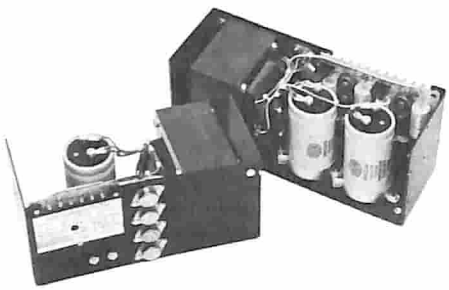


Fig. 17 - Due diversi modelli dei nuovi moduli di alimentazione della Abbott, che funzionano con una regolazione dello 0,1%, e con una temperatura ambiente che raggiunge i 50 °C.

Rif. 71

SORGENTE DI RAGGI INFRAROSSI

Il modello EABB della Advance Kinetics Incorporated (vedi **figura 18**) consiste in una sorgente di raggi infrarossi ad alto rendimento, funzionante nello spettro compreso tra 1 e 1.000 μm.

Questo strumento risulta utile per la taratura accurata dei rivelatori di raggi infrarossi, per la radiometria di precisione nella gamma degli infrarossi, e per la simulazione di bersagli negli studi geofisici e nella fisica spaziale.

La sorgente "blackbody" viene riscaldata o raffreddata mediante elementi termoelettrici, alimentati da un dispositivo di controllo della temperatura modello TEC. Il generatore può funzionare nelle temperature comprese tra —23 e +70 °C, impiegando acqua alla temperatura di 20 °C come elemento di raffreddamento.

La suddetta gamma di temperature può essere estesa usando altri fluidi di raffreddamento, ed aggiungendo un circuito di refrigerazione.

Il funzionamento di questa sorgente di raggi infrarossi è caratterizzato da una eccellente stabilità termica a lungo termine, nella regione di 10 milligradi. I sensori al platino sono annegati nella superficie dell'elemento irradiante, proprio per determinare la temperatura locale, e per fornire un segnale di differenza al circuito di confronto.

Il rendimento di emissione è migliore di 0,99: la distribuzione angolare della radiazione à lambertiana fino ad una bassa percentuale tra +40 e —40 °C rispetto al piano perpendicolare.

Fig. 18 - L'impianto Modello EABB della Advanced Kinetics Incorporated costituisce una sorgente di radiazioni infrarosse ad alto rendimento, funzionante nella gamma di lunghezza d'onda compresa tra 1 e 1.000 ±m.

Rif. 72

MULTIMETRO DIGITALE

Il multimetro digitale Modello 160 della Keithley, illustrato alla **figura 19-A** abbina la precisione e la comodità di uno strumento di tipo digitale alla eccezionale sensibilità alle tensioni di ingresso, che si riducono al valore di μV per cifra.

Il sistema di indicazione è a 3 — 1/2 cifre, con 100 % di sovraportata, scelta automaticamente della polarità, punto decimale mobile, e possibilità di fluttuare al di sopra di 500 V rispetto a massa.

La versatilità, l'economia e le prestazioni rendono ideale questo multimetro da usarsi in sostituzione della maggior parte dei tipi analogici per corrente continua. Presenta infatti portate di tensione, corrente e resistenza più estese della maggior parte degli strumenti di questo genere di normale impiego nei laboratori.

Sono state previste complessivamente ventitré portate, che consentono le misure a fondo scala di ±1 mV fino a ±1.000 V, ±100 nA, fino a ±1 A, e da 100 Ω a 1.000 MΩ.

La caratteristiche circuitali sono state progettate in modo da consentire la massima stabilità termica anche per periodi di tempo molto prolungati.

Un'unica manopola permette di scegliere le portate e le diverse funzioni di misura, mentre, nella parte inferiore del pannello frontale, sono disponibili complessivamente tre morsetti, oltre all'interruttore generale di accensione, di cui uno collegato direttamente all'involucro metallico, per costituire la connessione di massa nei casi in cui la si ritiene opportuna.

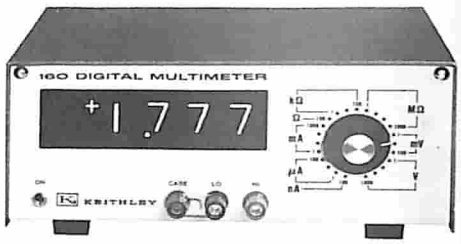


Fig. 19-A - Veduta frontale del nuovo voltmetro-multimetro digitale modello 160, recentemente presentato dalla Keithley.

La medesima Fabbrica si è specializzata anche nella produzione di strumenti di misura per soli valori resistivi, come ad esempio il milliohmetro modello 502A, illustrato alla figura 19-**B**, ed il milliohmetro modello 503, visibile invece alla figura 19-**C**.

Il primo consiste in uno strumento robusto e portatile, per misure rapide e precise di bassi valori resistivi, in laboratorio e dovunque. L'indicazione è immediata senza oscillazioni dello zero o errori dovuti ad effetti di carattere termico, e le letture vengono effettuate su di una scala lineare in tredici portate sovrapposte. Il valore minimo della resistenza che può essere misurata è di circa 0,00003 Ω.

Il secondo è invece di tipo professionale, destinato all'impiego sul banco di lavoro. Anche in questo strumento sono previsti tredici portate, comprese tra 0,001 e 1.000Ω con precisione del ±1% dell'indicazione di fondo scala, e del ±0,5% della tensione di uscita del fondo scala.

Il tempo di salita è di 0,25 s, fino al 90% del valore finale. La dissipazione è minore di 10 μW, ed è disponibile una tensione di uscita continua di 100 mV per la registrazione grafica delle funzioni di controllo.

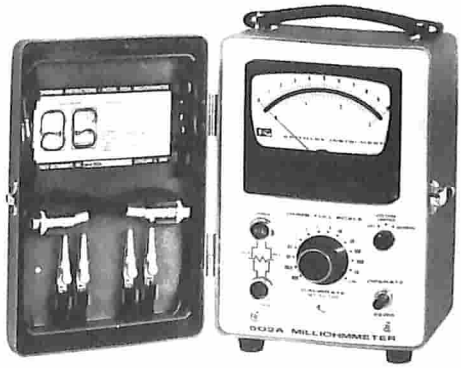


Fig. 19-B - Milliohmetro Modello 502A, in grado di misurare valori resistivi minimi di ±30Ω sempre di produzione Keithley.

Fig. 19-C - Anche il milliohmetro Modello 503 funziona con prestazioni eccezionali, ma si distingue dal modello precedente in quanto è destinato preferibilmente all'impiego in laboratorio.

Rif. 73

SINTONIZZATORE ELETTRONICO

La serie di sintonizzatori elettronici tipo ESH 200 della Astro Communication Laboratory è attualmente disponibile per l'impiego negli impianti di ricezione SR-209 ed SR-209-4.

Questi dispositivi, il cui aspetto è visibile alla **figura 20,** possono essere installati in impianti di ricezione già esistenti, senza implicare operazioni di allineamento o di massa a punto. La suddetta serie determina la medesima copertura di frequenze e le stesse caratteristiche operazionali dei modelli SH-200, con l'aggiunta di notevole intresse della sintonia regolata elettronicamente.

Tali sintonizzatori possono essere regolati anche manualmente su di una frequenza discreta, sebbene la sintonia elettronica risulti più vantaggiosa sull'intera gamma di funzionamento. Un particolare sistema di comando permette infatti di scegliere la frequenza desiderata a mano, mentre, elettronicamente, l'intera gamma viene esplorata in continuità ed automaticamente, per cui la presenza di ciascun segnale radio che venga captato può essere immediatamente avvertita. Le frequenze di segnali comprese tra valori bassi e valori elevati vengono indicate da sinistra a destra in una posizione fissa, sulla unità di indicazione appositamente prevista.

Durante il funzionamento in scansione. è possibile aggiungere un segnale marcatore che rappresenta la posizione nella banda della funzione di sintonia manuale.

Fig. 20 - Prototipo della nuova serie di sintonizzatori elettronici ESH - 200, presentati dalla Astro Communication Laboratory.

Rif. 74

OSCILLOSCOPIO ALLO STATO SOLIDO

Lo strumento illustrato alla **figura 21** consiste in un mini-scopio in grado di funzionare per tutte le frequenze comprese tra la corrente continua e 2 MHz, con traccia nitida e brillante, grazie all'impiego di amplificatori ad accoppiamento diretto sia sul canale verticale, sia sul canale orizzontale, con l'aggiunta supplementare di terminali per la deflessione diretta, che consentono l'analisi di forme d'onda fino alla frequenza massima di 150 MHz.

Completamente allo stato solido, questo nuovo oscilloscopio, prodotto dalla B & K pesa poco più di 4 kg, ed è munito di cordone di rete a tre conduttori, comprendente cioè il conduttore di massa.

Esso costituisce la soluzione ideale per le applicazioni di controllo, in quanto lascia liberi gli oscilloscopi di maggior costo per compiti di maggiore responsabilità. Uno dei pregi di maggiore importanza consistono nel minimo spazio che viene occupato sul banco di lavoro, per cui si tratta di uno strumento che non solo si presenta per la normale attività di laboratorio, ma anche per i tipici impieghi didattici.

La Fabbrica rende disponibile questo strumento con l'aggiunta di numerosi accessori, tra cui sonde per alta frequenza, puntali per alte tensioni, ecc.

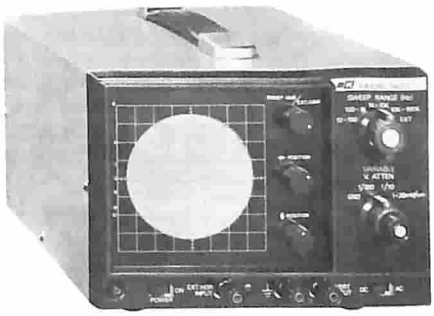


Fig. 21 - L'oscilloscopio allo stato solido da 3" Modello 1403, di produzione B & K è lo strumento ideale per il laboratorio di assistenza, grazie al minimo peso, ed alle dimensioni ridotte.

Rif. 75

RIVELATORE MAGNETICO

Il rivelatore magnetico modello MD-1004, prodotto dalla Naito Densey Kogyo Company Limited, è uno strumento che funziona con ottime prestazioni per la rivelazione di deboli campi magnetici, basato sullo sfruttamento dell'effetto Hall.

L'apparecchiatura (vedi **figura 22**) è stata realizzata in un involucro di notevole robustezza, ed è munita di un pannello frontale che ne semplifica particolarmente l'impiego. Nella parte superiore sono disponibili sue segnalatori, attraverso i quali è possibile effettuare una prima empirica valutazione dell'intensità del campo. Una manopola serve per il comando del commutatore che predispone la sensibilità, e — al di sotto — sono disponibili complessivamente cinque morsetti, di cui uno di massa e gli altri per i collegamenti di uscita.

La misura viene effettuata mediante una sonda, alla cui estremità è appunto applicato l'elemento sensibile.

Questo dispositivo serve per valutarne l'intensità dei segnali registrati su nastro o su disco, ed elimina la necessità di ricorrrere a meccanismi funzionanti a velocità costante e del tipo a spaziatura uniforme tra la testina e la traccia.

L'uscita è costituita da impulsi digitali opportunamente polarizzati, che possono essere valutati tramite un apposito strumento, da collegare all'uscita del dispositivo.

Fig. 22 - Il rivelatore di campi magnetici Modello MD-1004 rappresenta lo strumento ideale per la valutazione della profondità di registrazione magnetica su nastri, dischi, ecc., ed il suo impiego risulta facilitato dalla particolare struttura della sonda.

Rif. 76

MULTIMETRO DIGITALE DI TIPO ECONOMICO

Il multimetro digitale Simpson Modello 460-dB, illustrato alla **figura 23**, è simile al bennotomultimetroa3 + 1cifreModello 460, ma con la possibilità aggiuntiva di indicare direttamente i livelli in decibel, sullo standard di 1 mW su 600 Ω (0,775 V sul medesimo carico resistivo), nella gamma compresa tra 100 Hz e 10 kHz, con risoluzione di 0,1 dB.

Basta infatti premere un pulsante sul pannello frontale, e disporre il commutatore sulla portata prescelta. La precisione è di ±0,5 dB (con un valore di ± 1 dB da —60 a —40 dB), ed il tempo di responso massimo è di 5 s, per ottenere la precisione quasi assoluta.

Le altre prestazioni sono uguali a quelle del Modello 460, vale a dire ventisei portate di tensioni continue ed alternate (con risoluzione di 100 μV), di correnti continue ed alternate (con risoluzione di 100 nA) e di resistenze (con risoluzione di 0,1Ω).

La precisione base è dello 0,1%, e l'alimentazione è possibile attraverso la tensione alternata di rete, oppure con batteria in-

Fig. 23 - Comoda e razionale distribuzione dei comandi e dei raccordi sul nuovo multimetro digitale Simpson Modello 460 dB.

corporate. Lo strumento consente 2.500 punti di misura, e dispone di un indicatore numerico a diodi fotoemittenti dell'altezza di 11 mm, da 3 1/2 cifre, memorizzate ed a polarità automatica, con indicatore analogico munito di calibrazione lineare ed in decibel, e sonda per misure di precisione fino a 30 kV in corrente continua.

Rif. 77

NUOVO OSCILLOSCOPIO SIEMENS

Il nuovo oscilloscopio che la Siemens Elettra S.p.A. mette a disposizione degli interessati in Italia, denominato "Oscillar MO7114" a raggi elettronici (vedi **figura 24**) può essere impiegato a scelta per funzionamento normale o a memoria.

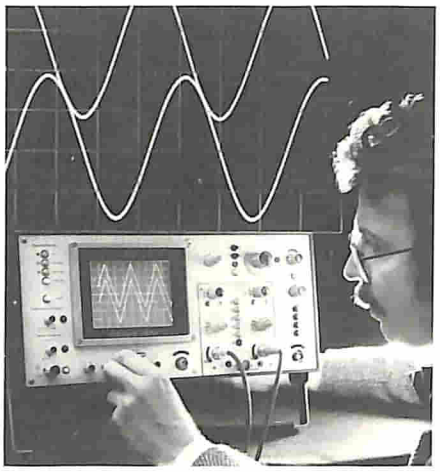


Fig. 24 - Le prestazioni del nuovo oscilloscopio a raggi catodici "Oscillar" MO7114 ne consentono l'impiego come strumento normale, oppure come strumento del tipo a memoria.

Lo strumento è munito di un tubo a memoria di tipo schermato, che funziona secondo il principio della memoria di segnale bistabile. La velocità di registrazione può essere adattata senza discontinuità, e quindi in modo ottimale, ad un processo che si desideri memorizzare. Durante il funzionamento con memoria si possono raggiungere velocità maggiori o uguali a 200 cm/ms.

L'oscilloscopio è idoneo specialmente per rappresentare e memorizzare eventi singoli, che si ripetono lentamente o che compaiono saltuariamente.

Il comando a pulsante per i diversi tipi di funzionamento è interbloccato, per impedire che accidentalmente i tubi a memoria possano essere bruciati. Un automatismo di disinserimento permette la ricerca ininterrotta nel tempo ed illimitata di impulsi di disturbo.

Con l'impulso di ritmo a rilassamento (base dei tempi), dopo che il disturbo è stato memorizzato, gli elettrodi di flusso vengono commutati da corrente permanente sul funzionamento ad impulsi. Gli intervalli di controllo, che generalmente sono necessari nel caso di tubi a memoria schermati, risultano in questo caso superflui.

Questo oscilloscopio può essere impiegato vantaggiosamente in impianti elettrici, dispositivi di misura, e sistemi di trasmissione. Con il cassetto a quattro canali in condizioni di predisposizione a memorizzare, possono essere controllati contemporaneamente fino a quattro punti di misura.

La memorizzazione di un determinato processo, quando subentri un'anomalia imprevista, può essere determinata da un corrispondente segnale di "trigger".

MULTIMETRI DIGITALI SERIE 460

Potete scegliere tra tre modelli, **tutti economici e versatili:** Mod. 464A per alimentazione da rete, Mod. 464D per alimentazione da batterie ricaricabili e Mod. 460-3 per alimentazione da batterie ricaricabili e con indicatore analogico incorporato. Misurano tutti le cinque funzioni Volt c.c.-c.a., Amp. c.c.-c.a. ed ohm, hanno precisione base 0,1% e grandi cifre digitali (1,1 cm di altezza).

CONTATORI DIGITALI SERIE 7000

Potete scegliere tra molti modelli di tipo universale (per misura frequenza, periodo, intervallo di tempo e rapporti) o per misura di sole frequenze, con base tempi termostatata e non, con o senza uscita BCD. Tutti hanno in comune il **prezzo convenientissimo**, l'esecuzione professionale (6 grandi cifre da 14 mm, memorizzazione variabile, ecc.), l'ampia gamma di frequenza fino 50 MHz estendibile a 512 MHz.

TESTER DIGITALE NUOVO MOD. 360-2

Il migliore esistente con 29 portate, indicatore ed uscita analogica, cifre da 1,1 cm.

Ampia scelta di indicatori digitali da pannello serie 2850 ... al prezzo giusto!

CON LA GARANZIA DEL PRESTIGIOSO NOME DELLA:

Simpson

RAPPRESENTATA IN ITALIA IN ESCLUSIVA DA:

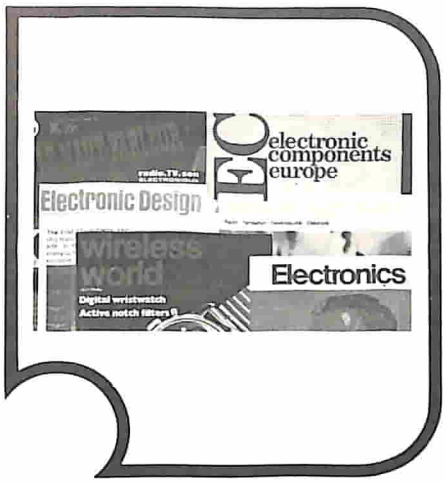
VIANELLO

Sede: 20122 MILANO - Via Anelli 13 - Telef. 54.84.466/801 - 54.83.081/811

Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Telef. 7576941/250

1004

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. D 5 sulla cartolina



RASSEGNA DELLA STAMPA ESTERA

CONSIDERAZIONI SUI SISTEMI A PELLICOLA SPESSA

Un articolo come questo, che discute alcuni dei motivi tecnici per i quali i progettisti dovrebbero prendere in considerazione l'impiego dei dispositivi a pellicola spessa, impone l'uso del termine "sistemi" nel titolo. Ciò in quanto esiste una netta interdipendenza tra gli elementi che costituiscono il circuito, per cui la soluzione migliore consiste generalmente in un compromesso tra gli interessi che risultano tra loro in conflitto.

La gamma dei componenti e dei circuiti impieganti la tecnologia della pellicola spessa è enorme: da un lato del mercato esistono i semplici circuiti resistivi, come ad esempio il potenziometro per la messa a fuoco nei televisori, e dall'altro i circuiti logici miniaturizzati e complessi a strati multipli, adottati nell'industria aerospaziale.

Tra questi due estremi esistono però numerose applicazioni, ciascuna delle quali è in linea di massima in grado di realizzare un compromesso.

Un esempio è quello riprodotto alla **figura 1,** che rappresenta la tecnica realizzativa di una complessa funzione di trasferimento, ottenuta mediante il collegamento in cascata di reti elementari. La **figura 2** illustra invece in **A** un filtro attivo in grado di simulare una funzione di trasferimento specifica, mentre in **B** rappresenta lo schema semplificato di un convertitore generico di impedenza.

In una recente monografia — riferisce l'articolo — è stato eseguito un confronto tra le prestazioni ottenibili con i componenti realizzati con la tecnica ibrida a strati multipli e quelle di un circuito stampato di tipo convenzionale. In un circuito facente uso di unità logiche con accoppiamento di

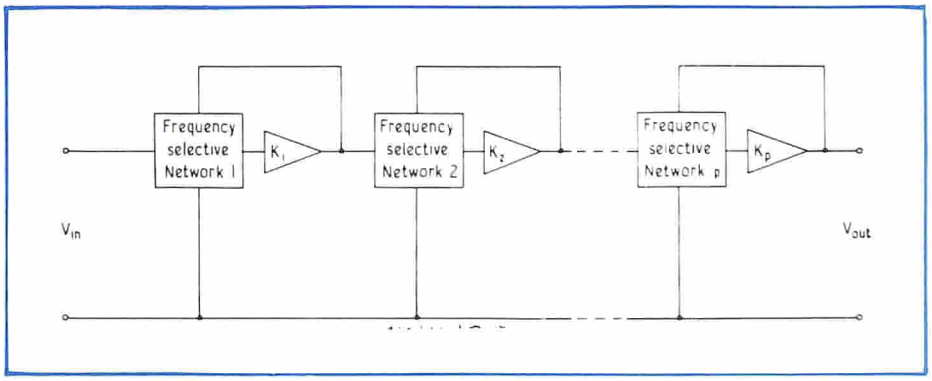


Fig. 1 - Esempio di realizzazione di una funcèione complessa di trasferimento mediante il collegamento in cascata di reti elementari.

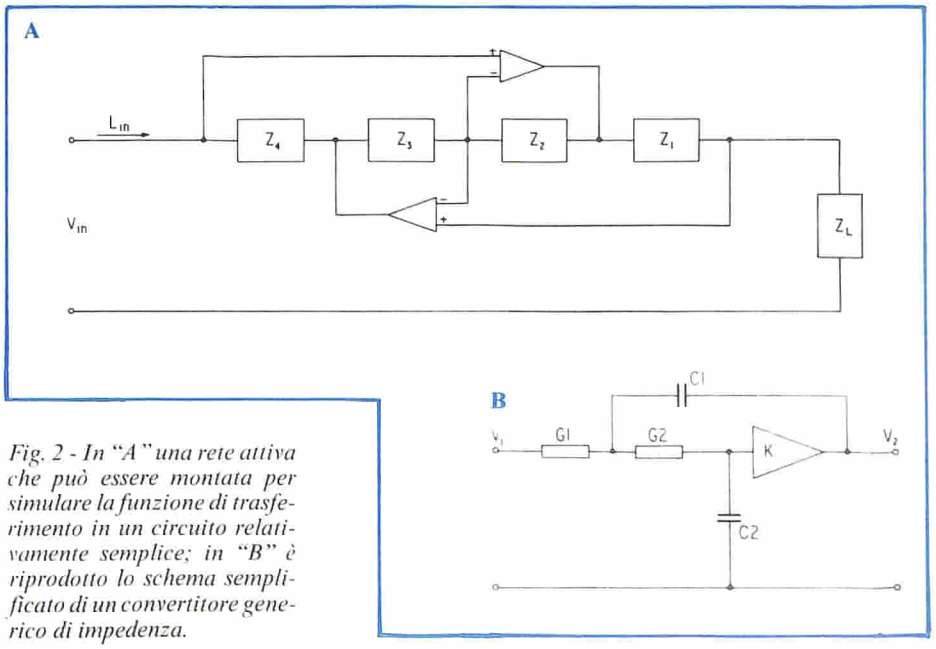


Fig. 2 - In "A" una rete attiva che può essere montata per simulare la funzione di trasferimento in un circuito relativamente semplice; in "B" è riprodotto lo schema semplificato di un convertitore generico di impedenza.

emettitore e ad alta velocità, la versione ibrida permette praticamente di triplicare la velocità del sistema, grazie alla riduzione dei tempi di propagazione tra gli elementi logici.

Nella conclusione, l'articolo sostiene che se l'elevata velocità, le piccole dimensioni e il peso ridotto sono importanti, il procedimento della pellicola spessa è indubbiamente preferibile.

Electronics Industry

PILOTAGGIO A TRANSISTORI PER AMPLIFICATORI A VALVOLE

Esistono ancora numerosi amplificatori audio a valvole in uso corrente, e molti funzionano con caratteristiche di qualità e di prestazioni che ne rendono conveniente la riparazione con o senza eventuali modifiche di aggiornamento.

Il lavoro necessario per eseguire l'eventuale riparazione può a volte apparire complesso, in quanto non è sempre sufficiente sostituire qualche valvola ed alcuni condensatori elettrolitici.

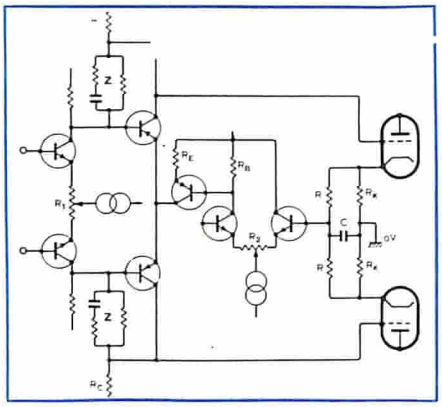


Fig. 3 - Circuito di principio di un amplificatore completo in controfase, ma senza trasformatore di uscita, gli ingressi sono destinati al segnale da amplificatore ed alla reazione negativa.

Infatti, a causa del tempo trascorso dall'epoca di costruzione, è inevitabile che si sia prodotto un certo peggioramento qualitativo di un numero elevato di componenti. la cui sostituzione globale renderebbe la riparazione quasi proibitiva.

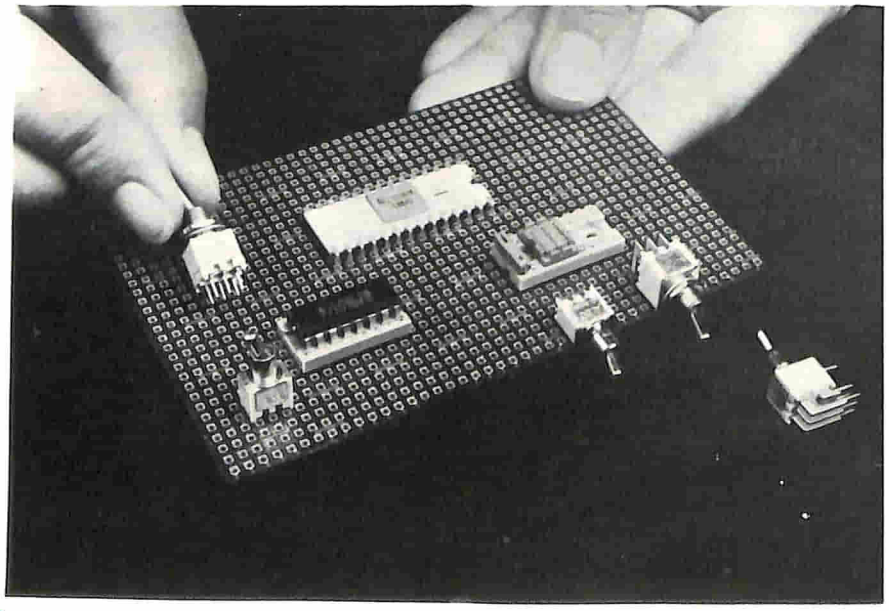
Questi sono i motivi per i quali, a meno che il guasto non si sia verificato proprio negli stadi finali, i cui circuiti sono relativamente semplici, è opportuno a volte modificare lo schema, e sopprimere alcuni stadi a valvole, per sostituirli con altri di tipo molto più moderno, basati sull'impiego di semiconduttori.

Un esempio classico descritto nell'articolo è quello illustrato alla **figura 3,** riferito ad un amplificatore di potenza funzionante in controfase, ma preceduto dallo stadio pilota a semiconduttori, in sostituzione degli stati corrispondenti a valvole facenti parte dell'impianto.

Naturalmente, per poter apportare una modifica di questo genere è necessario prendere in considerazione le diverse caratteristiche di impendenza dei circuiti a transistori rispetto agli analoghi circuiti a valvole. Si tratta però di problemi che possono essere facilmente risolti ricorrendo all'impiego simultaneo di transistori del tipo "p-n-p" ed "n-p-n", ed applicando i carichi alternativamente nei circuiti di emettitore o di collettore, per ottenere i rapporti necessari che determinano le costanti di tempo.

Un esempio dettagliato di un certo interesse è quello che illustriamo alla **figura 5:** si

ALCO® INTERRUTTORI



"L'interruttore è uno dei componenti che limita maggiormente la miniaturizzazione dei circuiti. La "ALCO" mette ora a disposizione dei progettisti il:

PIÙ PICCOLO INTERRUTTORE DEL MONDO"

tipo TT: serie verde - la nuova generazione degli interruttori subminiatura, 60% di volume in meno rispetto ai tipi miniatura.

12 Modelli diversi

Per l'Italia
Syscom Elettronica S.p.A.
Via Gran Sasso 35 - 20092 Cinisello B.
telefono 9289251/2/3

Per ulteriori informazioni indicare il **Rif. D 6** sulla cartolina

tratta di un amplificatore nel quale gli stadi finali in controfase funzionano in classe A. quando la capacità C5 viene ridotta ad un valore nullo: un amplificatore di questo genere può mantenere intatte le caratteristiche della sezione finale, ma è suscettibile di una modifica sostanziale, transistorizzando tutta la parte dello schema che precede appunto la sezione finale.

Lo schemino isolato riprodotto in alto a destra costituisce un'aggiunta all'intero amplificatore, e comporta tre collegamenti allo schema principale, distinti dalle lettere A, B e C, che stabiliscono i punti di collegamento.

Un amplificatore di questo genere, pur essendo di tipo ibrido, ossia costituito da stadi a transistori per la pre-amplificazione ed il pilotaggio, e da stadi a valvole per la sezione finale, consente prestazioni eccellenti, e permette di usufruire della reazione negativa ottenuta prelevando il segnale dal secondario del trasformatore in uscita, in modo da linearizzare il responso, e da ottenere una potenza di uscita con una distorsione massima che può assumere i valori raggruppati nella tabellina che segue, in rapporto alla potenza di uscita.

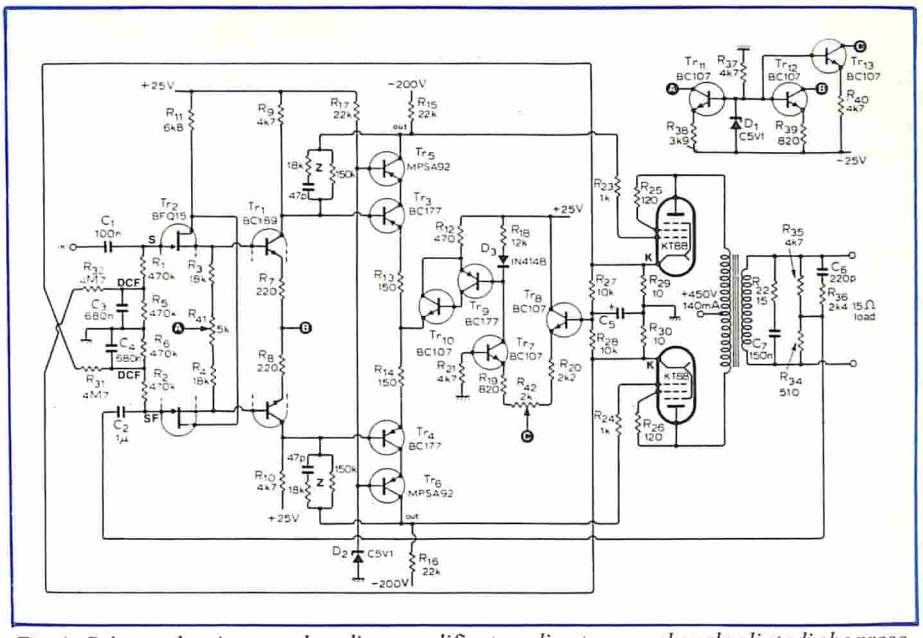


Fig. 4 - Schema elettrico completo di un amplificatore di potenza, nel quale gli stadi che precedono la sezione finale sono stati sostituiti da un circuito equivalente funzionante a transistori.

Potenza di uscita	20 Hz	1 kHz	15 kHz
10 W	0.05	0.01	0.10
15 W	0.10	0.02	0.25

I vantaggi che possono essere ottenuti apportando modifiche del genere non sono soltanto di carattere economico, ma possono essere apprezzabili anche sotto il punto di vista del volume, del peso e della quantità di calore che viene sviluppata nell'apparecchiatura, soprattutto in caso di funzionamento prolungato.

Wireless World

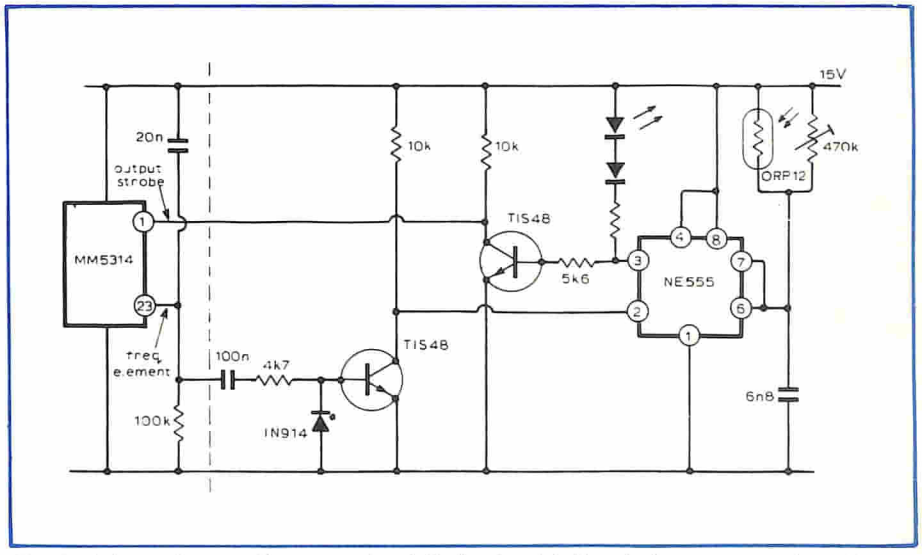


Fig. 5 - Schema di controllo automatico della luminosità di un indicatore numerico, ottenuto mediante regolazione della durata degli impulsi di eccitazione.

DUE INTERESSANTI IDEE DI "WW"

Nella rubrica "Circuit Ideas" della nota Rivista inglese del numero di aprile 1976 sono descritti otto circuiti, due dei quali ci sembrano particolarmente interessanti.

Il primo (vedi **figura 5**) consiste in un controllo automatico della luminosità delle indicazioni numeriche: è molto facile modulare l'intensità di un'indicazione numerica provocandone l'accensione e lo spegnimento, con cicli di lavoro di lunghezza variabile.

Questo risultato può essere ottenuto impiegando appunto una unità integrata del tipo MM5314, che agisce da oscillatore, seguita da due stadi a transistori, che pilotano a loro volta un temporizzatore del tipo NE

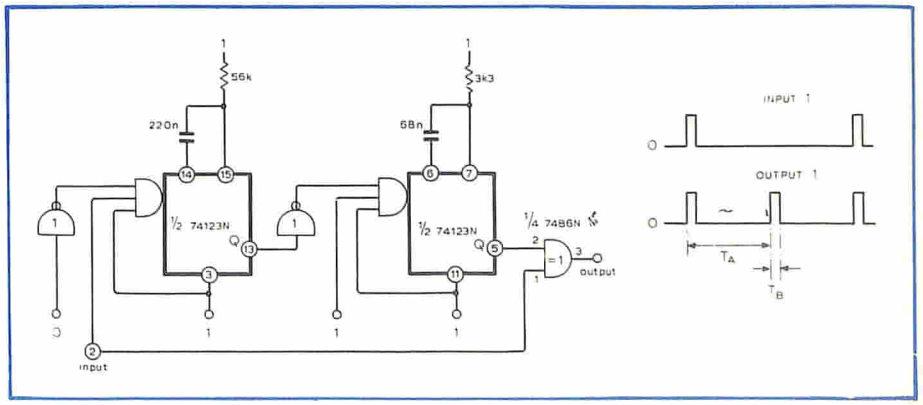


Fig. 6 - A sinistra, schema del duplificatore della frequenza degli impulsi, e — a destra — rappresentazione grafica del principio di funzionamento.

555. Quest'ultimo dispositivo viene usato nel modo detto monostabile, allo scopo di determinare il tempo di spegnimento dell'indicatore. In condizioni di massima luminosità, la resistenza dell'elemento fotosensibile ORP12 è bassa, per cui l'indicatore numerico risulta acceso per la maggior parte del tempo. È però necessario stabilire un limite superiore alla lunghezza degli impulsi, poiché — in caso contrario — il circuito tipo 555 non potrebbe rientrare in funzione dopo ciascun ciclo dell'oscillatore: di conseguenza verrebbero riprodotte soltanto cifre alternative.

Il potenziometro deve essere regolato in modo da ottenere una bassa luminosità senza provocare falsi inneschi in condizioni di funzionamento al buio.

Il metodo più semplice per regolare il ritmo di aumento della luminosità rispetto alla luce ambientale consiste nell'oscurare parzialmente anche il punto decimale, ottenendo in tal modo un ottimo adattamento della luminescenza.

Il secondo circuito è quello che illustriamo alla **figura 6,** e consiste in un duplicatore della frequenza degli impulsi: non appena un impulso viene applicato al primo circuito monostabile dell'unità 74123N, questo funziona per il periodo di tempo T_A (vedi rappresentazione grafica a destra).

Il tratto negativo che conclude il periodo T_A mette in funzione il secondo dispositivo monostabile, che lavora per il periodo di tempo T_B. Quindi, se T_A equivale all'ampiezza dell'impulso di ingresso, viene prodotto un impulso addizionale tra ogni coppia degli impulsi di ingresso.

Un "gate" del tipo "Exclusive OR" combina questi due impulsi per produrre il segnale di uscita.

Adottando per R e per C i valori illustrati, il circuito è in grado di raddoppiare impulsi della larghezza di 800 µs, con un ritmo di ripetizione di circa 130 al secondo.

Wireless World

ALLESTIMENTO DI UN CENTRO DIAGNOSTICO

Per quanto semplice possa sembrare a prima vista, la progettazione di un centro per prove diagnostiche agli effetti dello spazio necessario genera alcune preoccupazioni: di solito, un centro diagnostico, oltre a disporre di spazio sufficiente per le apparecchiature, deve consentire l'accesso ai punti di collegamento e di prova, impiegare la quantità di cavi necessaria, e prevedere anche un'adeguata ventilazione.

Anche i fattori umani meritano la loro attenzione, in quanto l'efficacia di un centro di controllo è determinata in gran misura anche dalla diligenza di chi vi lavora. La sua attività è molteplice, e deve quindi essere basata su numerose possibilità, che dipendono soprattutto dalla natura e dalle prestazioni degli strumenti utilizzati.

La considerazione più importante agli effetti della scelta della posizione consiste nel rendere minima la lunghezza dei cavi, tenendo presente che occorre evitare soprattutto i fenomeni di interferenza.

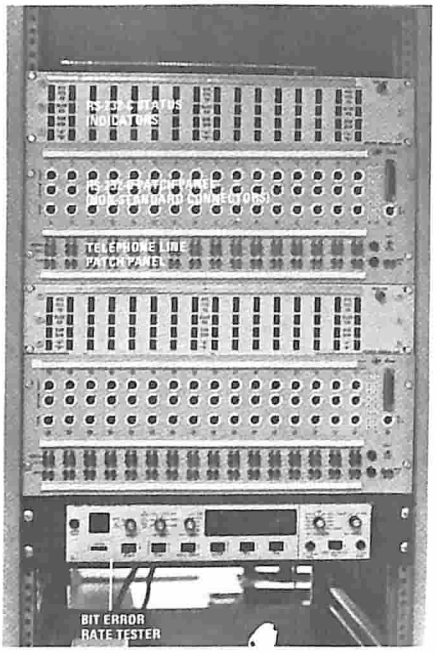


Fig. 7 - Aspetto di una delle apparecchiature elettroniche installate nel centro diagnostico, per il controllo delle linee telefoniche, con l'aggiunta di un'apparecchiatura per la valutazione dell'errore eventuale nella sequenza dei "bit".

Per distanze che superano i 15 m, è sempre indispensabile ricorrere all'impiego di cavi schermati, di gabbie di Faraday, di centri di smistamento per i segnali campione, ecc.

Le apparecchiature di misura che vengono installate in questi centri sono anch'esse di varia natura, e dipendono naturalmente dall'attività prevalente: se si tratta di eseguire collaudi e misure, è indispensabile disporre di multimetri di vario tipo e con diverse portate, di voltmetri elettronici possibilmente di tipo digitale, di oscilloscopi a raggi catodici, di prova-transistori, tracciacurve, di strumenti per il collaudo di semiconduttori semplici e complessi, di generatori di segnali e di funzioni, ecc.

Ad esempio, la **figura 7,** illustra una complessa apparecchiatura, per la prova di circuiti di tipo digitale, di reti telefoniche, ecc., provvista di connettori multipli comprendenti cavi di alimentazione e cavi schermati per l'incontro dei segnali: la **figura 8** illustra invece un particolare di un altro tipo di apparecchiatura, destinata prevalentemente allo smistamento delle linee telefoniche.

Se il centro di diagnostica viene allestito per collaudare impianti di elaborazione dati, è indispensabile che ad esso facciano capo linee allacciate esternamente ad altri impianti di elaborazione, allo scopo di controllare il funzionamento di unità periferiche, di elaboratori principali, di stampanti, ecc. Sotto questo aspetto deve essere prevista anche la possibilità di collaudare unità funzionanti secondo il principio "time-sharing", sia per quanto riguarda invece il loro inoltro, agli effetti della successiva ulteriore elaborazione ad opera di centri di maggiore importanza.

Occorre naturalmente adottare particolari precauzioni per quanto riguarda l'installazione delle varie apparecchiature, dei pannelli di controllo, degli strumenti di controllo e dei pannelli di indicazione, in modo che si trovino tutti ad un'altezza conveniente affinché il loro uso risulti pratico e comodo.

In definitiva, l'articolo sintetizza tutti gli argomenti che è necessario prendere in considerazione, e li suddivide, con l'aiuto di tabelle, a seconda del tipo di attività che deve essere svolta nel centro.

Data Communications

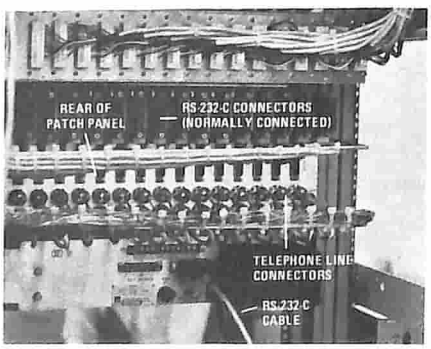


Fig. 8 - Particolare di un'altra apparecchiatura facente parte del centro diagnostico: sono visibili in questa foto i connettori complessi che permettono l'allacciamento alle diverse vie che fanno capo all'impianto di elaborazione.

SVILUPPO DELLE RETI DI ELABORAZIONE CON L'AGGIUNTA DI IMPIANTI "FAC-SIMILE"

La possibilità di trasmettere dati da un punto ad un altro, tra due uffici che svolgono attività diverse, in eventuale collaborazione, non è la sola esigenza che è necessario tenere nella dovuta considerazione con i progressi tecnologici attuali.

Esistono infatti dei casi nei quali la sola trasmissione dei dati non risulta più sufficiente per fornire tutti i parametri necessari all'elaborazione di un concetto.

Per questi motivi, è stata concretata (in un primo tempo per via esclusivamente sperimentale, ed in seguito per via pratica) l'aggiunta di un sistema di rice-trasmissione in "fac-simile", per completare i dati con l'aggiunta di disegni, fotografie, grafici, ecc.

Se ad esempio gli uffici di produzione e quelli di progettazione di una fabbrica sono tra loro ad una certa distanza, è spesso necessario tra le due sezioni lo scambio di dati tecnici e di disegni, in modo da consentire simultaneamente lo studio delle prestazioni e quello dei fattori economici inerenti.

Fabbrichiamo non solo i più difficili... ma tutti

il componente per scale luminose

Semiconduttori AEG TELEFUNKEN

AEG Telefunken ha un buon nome nel campo dell'elettronica e dell'elettrotecnica, anche per quanto riguarda sviluppo, produzione e capacità di fornitura di semiconduttori ed elementi optoelettronici.

La nostra produzione di semiconduttori comprende tutti i tipi in commercio, come pure tipi speciali ed esclusivi nel settore dell'elettronica.
Eccovi ad esempio *i nostri diodi luminosi tipo V 146 P* rosso, *V 147 P* verde e *V 148 P* giallo, particolarmente adatti per scale termometriche, scale tachimetriche, indicatori di grandi dimensioni per quadri di comando ecc.
I loro principali vantaggi sono una grande luminosità, dovuta ad un riflettore interno, insensibilità alle vibrazioni, compatibilità con i TTL nonchè distanza esatta tra centro e centro dei diodi di 2,5 mm oppure 5 mm.

Potete richiedere il nostro materiale di informazione e relativi campioni a:

AEG-TELEFUNKEN S.I.p.A.
Divisione Tecnica Componenti
Viale Brianza, 20
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. (02) 92.798

oppure a:

MESA S.p.A.
Via Canova, 21
20145 MILANO
Tel. (02) 3491040

Per ulteriori informazioni indicare il **RII. D 7** sulla cartolina

Fig. 9 - Esempio di ufficio nel quale sono presenti simultaneamente un elaboratore dei dati con stampante, ed un'apparecchiatura in "fac-simile", per l'inoltro simultaneo di disegni, fotografie, ecc.

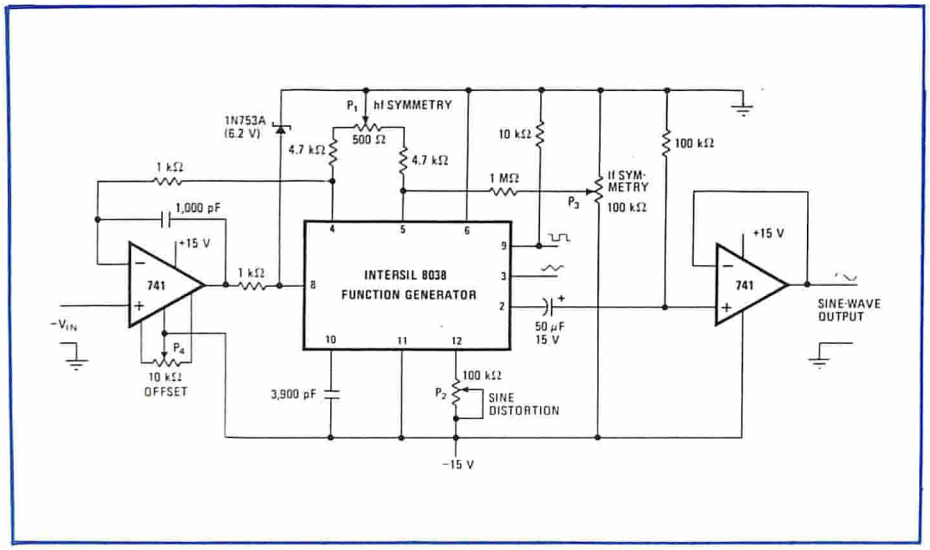


Fig. 10 - Un oscillatore lineare a controllo di tensione può far uso di amplicatori operazionali del tipo 741, per linearizzare una delle sorgenti di corrente nel generatore di funzioni del tipo 8038.

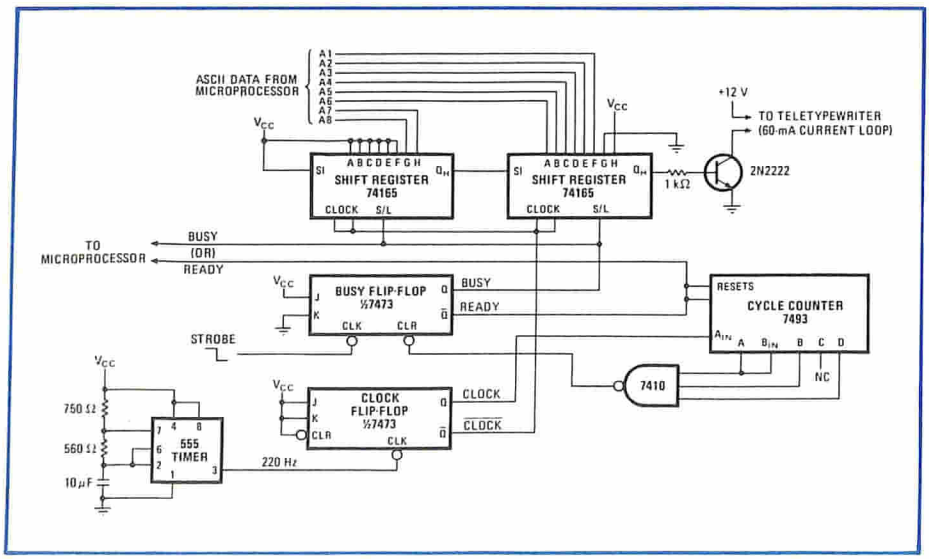


Fig. 11 - I dati provenienti dal microelaboratore, applicati in parallelo allo "shift register", vengono applicati serialmente alla telescrivente, per effettuarne la stampa. L'impianto consente la trasmissione di dieci caratteri al secondo.

In casi di questo genere, è indispensabile poter inoltrare non soltanto i parametri funzionali, ma anche quelli estetici, dimensionali, ecc.

È quindi utile disporre di un'installazione del tipo illustrato alla **figura 9,** nella quale si osserva a sinistra l'apparecchiatura per la rice-trasmissione in "fac-simile" tramite la quale vengono appunto inoltrati i prototipi grafici ed illustrativi, che corredano i dati tecnici allo scopo di renderli completi ed esaurienti.

Naturalmente, quando si tratta di risolvere problemi di questo tipo, l'elevata risoluzione costituisce una delle esigenze principali. Ad esempio, molte organizzazioni editoriali usano impianti in "fac-simile" ad elevata risoluzione per trasmettere pagine intere di libri, riviste, giornali, ecc., affinché possano avere luogo simultaneamente edizioni in diverse località, anche distanti. Ciò — naturalmente — a prescindere dall'inoltro di dati di carattere economico, statistico, ecc., che possano essere trasmessi e ricevuti semplicemente attraverso le normali apparecchiature di comunicazione.

L'articolo precisa quali sono i criteri principali da adottare per evitare gli inconvenienti specifici di questo campo, le tecniche di esplorazione delle immagini da trasmettere, la natura degli impianti analogici e digitali di controllo, l'utilità delle moderne apparecchiature funzionanti in "fac-simile", ecc. ed infine analizza alcuni importanti miglioramenti che sono stati apportati recentemente alle tecnologie del ramo, la possibilità di sfruttamento della cosiddetta "portante comune", e la tecnica di scansione dei documenti. Uno degli ultimi paragrafi è stato dedicato alla tecnica di comprensione dei dati, tramite la quale si riesce ad ottenere una maggiore autonomia con gli impianti di registrazione su nastro, per poi analizzare nella conclusione i problemi relativi ai costi dei complessi impianti di elaborazione.

Data Communications

TRE NUOVE POSSIBILITÀ DI SFRUTTAMENTO DELLE PRESTAZIONI DEI CIRCUITI INTEGRATI

Anche questa Rivista americana pubblica in ogni suo numero la ben nota rubrica intitolata "Designer's casebook", nella quale vengono proposti nuovi circuiti, nuovi dispositivi, ed interessanti idee atte alla risoluzione dei problemi quotidianamente riscontrati nei laboratori di progettazione, costruzione e collaudo di apparecchiature elettroniche di varia natura.

Nel caso al quale ci riferiamo, la suddetta rubrica descrive innanzitutto un generatore di funzioni di tipo modificato, che può essere usato vantaggiosamente per il pilotaggio di oscillatori a controllo di tensione: il dispositivo, il cui schema è illustrato alla **figura 10,** si basa sull'impiego di un generatore di funzioni del tipo Intersil 8038, contenente due sorgenti di corrente: una di

esse funziona in continuità, ed alimenta un condensatore esterno di integrazione con una corrente "I" di intensità costante. L'altra viene alternativamente messa in funzione e disattivata da un comparatore di livello, che fornisce al condensatore una corrente pari a due volte "I", ogni volta che entra in funzione. Di conseguenza, il condensatore si carica ad opera della corrente I, e si scarica a causa della corrente —I, determinando così la produzione di un segnale di forma triangolare perfettamente simmetrica, in seguito convertito in un segnale di forma d'onda sinusoidale, con una frequenza il cui valore è proporzionale all'intensità della corrente.

Questa corrente non varia in modo lineare rispetto alla tensione di ingresso, per cui anche le relazioni tra la tensione di ingresso e la frequenza di uscita non presentano un andamento lineare.

Per linearizzare tale relazione, la tensione di temporizzazione viene applicata al terminale dell'ingresso di controllo dell'unità 8038 (piedino numero 8), per mezzo di un amplificatore operazionale; quest'ultimo pilota a sua volta una sorgente di corrente integrata di tipo non commutato, e, dal momento che la tensione retrocessa verso il terminale di ingresso invertente dell'amplificatore operazionale deve essere pari alla tensione di ingresso, la corrente fornita da questa sorgente varia direttamente col variare della stessa tensione di ingresso.

I due generatori integrati di corrente sono tra loro accoppiati ed adattati, per cui la sorgente commutata segue quella non commutata agli effetti delle caratteristiche del segnale, e subisce quindi il medesimo effetto di variazione.

La seconda proposta fatta nelle medesima rubrica consiste nell'impiego di un convertitore per consentire ad un elaboratore di pilotare direttamente una telescrivente.

Un circuito relativamente economico, del tipo illustrato alla **figura 11,** può sostituire vantaggiosamente un "software" molto complesso nel punto corrispondente all'interfaccia tra la telescrivente e praticamente qualsiasi tipo di microelaboratore. Tuttavia sono sufficienti soltanto sei circuiti integrati in una versione migliorata che impiega il codice standard "ASCII" ad otto "bit", e soltanto cinque circuiti integrati per la modifica che elabora secondo i codici Baudot.

Questo convertitore del tipo parallelo-seriale presenta possibilità di applicazione: innanzitutto, esso converte l'uscita parallela di una tastiera in forma seriale per la trasmissione lungo una linea telefonica attraverso un "modem", e quindi interfaccia l'uscita di qualsiasi dispositivo ad uscita in parallelo con una telescrivente agli effetti dello stampaggio.

Il funzionamento del convertitore può essere seguito facilmente osservando lo schema che riproduciamo: all'inizio il convertitore si trova nel modo di funzionamento "ready": ciò significa che lo "shift register" da 16 "bit" si trova nella condizione "load", per cui il contatore viene riarmato. L'uscita dello "shift register" viene tenuta a livello alto in quanto il carico di ingresso in

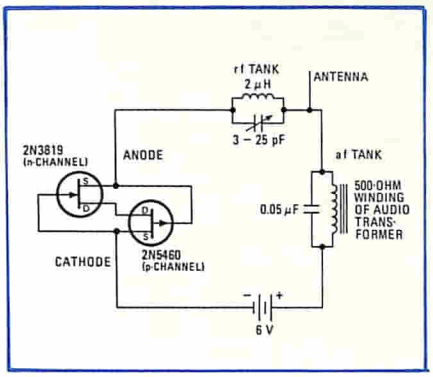


Fig. 12 - Esempio di diodo ottenuto con la combinazione di due transistori a giunzione ad effetto di campo, e di due circuiti accordati funzionanti su diverse frequenze.

parallelo del suo ultimo stadio viene collegato alla tensione di alimentazione.

A seguito dell'applicazione di un impulso variante in senso negativo, il "flip-flop" occupato viene messo in attività: ciò determina una modifica delle condizioni di funzionamento dell'intero circuito al seguito della quale i dati di bloccaggio risultano disponibili agli ingressi, eliminando quindi la possibilità di riarmo del contatore dei cicli.

La trasmissione di dieci caratteri al secondo viene ottenuta ogni volta che un nuovo carattere viene impostato entro un periodo "clock" (pari a 9,09 ms). Anche se il nuovo carattere viene ricevuto immediatamente — tuttavia — l'uscita rimane al livello 1, e la trasmissione non ha inizio finché non si presenti l'impulso "clock" successivo.

La terza idea che viene suggerita consiste nell'impiego di transistori a giunzione a effetto di campo per costituire un oscillatore a doppio metodo di funzionamento.

Nel circuito, vedi **figura 12,** si fa appunto uso di due transistori a giunzione a effetto di campo collegati tra loro in modo da costituire un dispositivo a due terminali, ed a resistenza negativa, che può essere usato per ottenere la produzione di oscillazioni.

Nella sua forma monolitica, questo circuito prende il nome di diodo "lambda", ed è disponibile con un'ampia gamma di caratteristiche.

Se due transistori a giunzione a effetto di campo vengono collegati tra loro in modo da costituire un diodo, essi non devono necessariamente essere accoppiati, ma possono essere scelti in modo da ottenere diverse portate della corrente di picco e della tensione corrispondente alla resistenza negativa.

Il suddetto diodo può essere portato in stato di oscillazione con frequenze comprese tra la gamma audio e la gamma VHF: occorre solo collegare il diodo in serie ad un circuito risonante a resistenza e capacità in parallelo, e fornire una tensione di polarizzazione nella regione di resistenza negativa.

La figura citata illustra appunto un semplice circuito in grado di oscillare simultaneamente sulle frequenze audio e sulle frequenze radio. L'oscillazione avviene approssimativamente nella gamma delle frequenze naturali di risonanza di ciascun circuito accordato. Il circuito per le radiofrequenze, costituito da un'induttanza da 2 µH in parallelo alla quale si trova un condensatore di compensazione, può essere sintonizzato su qualsiasi valore, fino a circa 20 MHz. la sezione audio sfrutta invece l'avvolgimento da 50 Ω di un trasformatore di uscita miniaturizzato per frequenze acustiche, ed un condensatore ceramico da 0,05 µF, per ottenere la produzione di un segnale alla frequenza di circa 440 Hz.

Questo circuito può essere quindi usato come semplice sorgente di segnale per diversi scopi sperimentali. la sezione audio può però essere eliminata o cortocircuitata, se si desidera disporre di un segnale non modulato. Infine, questo circuito può essere adattato a qualsiasi dispositivo che imponga la presenza di un segnale di basso li-

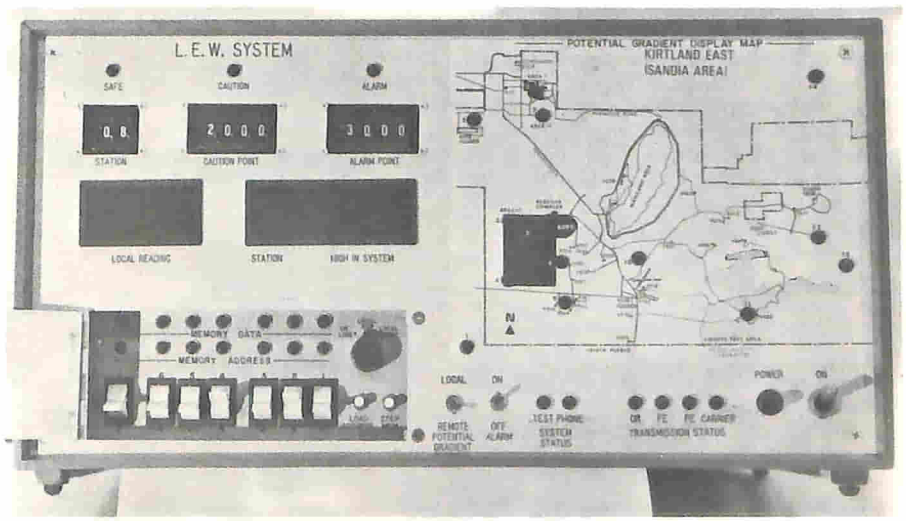


Fig. 13 - Pannello frontale dell'elaboratore allestito presso i laboratori della Sandia, per prevedere tempestivamente i fulmini, ed evitare esplosioni nei punti in cui questi ultimi potrebbero scaricarsi.

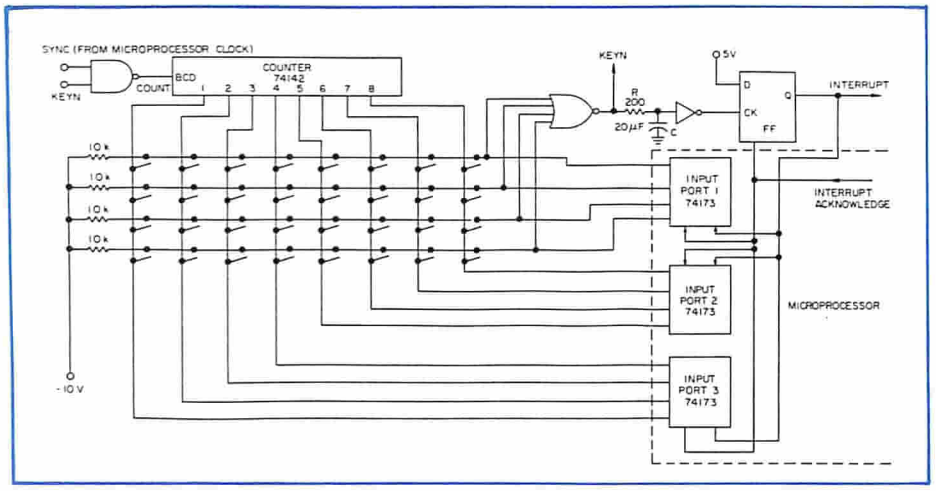


Fig. 14 - La chiusura di qualsiasi commutatore di questa matrice per tastiera determina il funzionamento di un "flip-flop" che fornisce un segnale di interruzione per il microelaboratore. La configurazione della matrice può essere estesa al valore di 8 × 8, o ad un valore ancora maggiore.

vello, un controllo che renda variabile la frequenza può essere aggiunto per uno qualsiasi dei circuiti accordati, o per entrambi.

Electronics

UN CALCOLATORE CHE SEGNALA L'IMMINENZA DI UN FULMINE

Da quando i laboratori della Sandia svolgono ricerche a carattere militare in una zona particolarmente critica dal punto di vista climatico, le scariche atmosferiche ed i fulmini costituiscono un pericolo costante. Possono infatti dare luogo ad esplosioni, con danni rilevanti ai cavi per telemetria ed agli strumenti sistemati nei punti di prova.

I tecnici si sono perciò chiesti se era possibile in qualche modo prevedere il verificarsi di scariche atmosferiche.

Il risultato è illustrato alla **figura 13** e consiste in una rete controllata da un minielaboratore, denominata "Lightning Early Warning System". Questa apparecchiatura accoglie ed elabora i dati relativi ai gradienti di potenziale atmosferico tramite quattordici sensori predisposti a distanze comprese tra due e trenta miglia rispetto alla stazione principale. I suddetti dati vengono interpretati presso la medesima stazione, e quindi ritrasmessi alle località nelle quali sono immagazzinate le sostanze esplosive.

Il calcolatore che controlla l'intero impianto rileva anche i dati atmosferici provenienti da quattro stazioni distanti, localizzate lungo i percorsi noti dei fulmini e delle tempeste di sabbia.

Sebbene tale applicazione sia per il momento unica, si ritiene che il relativo principio di funzionamento possa essere sfruttato anche in altri casi, ad esempio negli studi sull'energia solare ed in quello dei rilevamenti atmosferici agli effetti della navigazione marittima ed aerea.

I sensori dei gradienti di potenziale sono stati distribuiti secondo un sistema a griglia: i dati vengono inviati verso la stazione principale, analizzati, ed in seguito ritrasmessi dopo una corretta interpretazione ai vari utenti. Se il gradiente di potenziale ricevuto da qualsiasi sensore riceve un segnale di circa 2 V/m, entrano in funzione allarmi visivi ed acustici. In seguito i materiali esplosivi vengono immagazzinati fino al cessato pericolo.

L'articolo descrive brevemente la natura dei diversi dispositivi sensibili, e precisa anche quali sono le esigenze di manutenzione dell'intero impianto.

Electronic Design

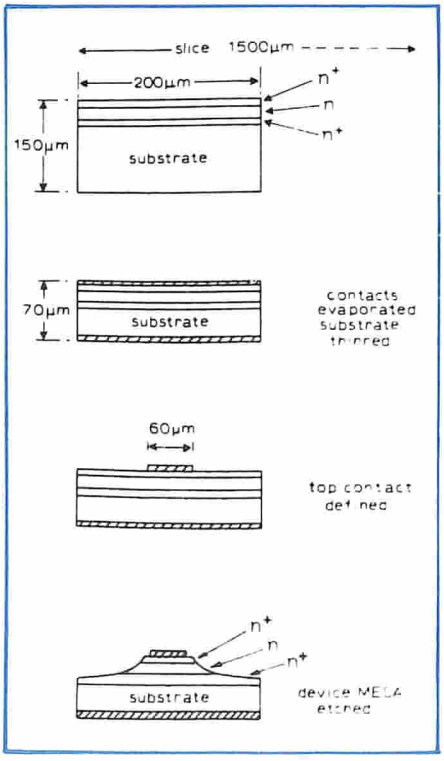


Fig. 15 - Quattro fasi della fabbricazione di un dispositivo tipico a bassa potenza, da 20 mW.

IMPORTANTE SEMPLIFICAZIONE NEI CIRCUITI DELLE TASTIERE

Impiegando un circuito che non implichi la disponibilità di alcun "software", ma che faccia uso soltanto di pochi circuiti integrati del tipo TTL, è possibile risparmiare da 20 a 30 ms del prezioso tempo che viene normalmente sprecato nei microelaboratori per la scansione degli ingressi di una tastiera.

Sebbene l'esempio illustrato alla **figura 14** consista in una matrice da 8 × 4, il circuito può essere facilmente esteso fino ad ottenere una matrice da 8 × 8 o qualsiasi altra configurazione adatta.

Le uscite codificate secondo il sistema decimale di un contatore del tipo 74142 BCD pilotano le colonne della matrice: il segnale di ingresso per il contatore viene derivato dall'uscita "click" in sincronismo col e dai circuiti di impostazione dei dati.

L'uscita a tre stadi dell'unità TTL serve come ingresso per il sistema: il segnale di interruzione, quando raggiunge il potenziale elevato, imposta i dati nelle unità integrate, ed una costante di tempo compresa tra 2 e 3 ms determina la produzione di un segnale prima che esso venga usato per temporizzare il "flip-flop".

Non è possibile la produzione di un secondo segnale di interruzione, meno che la prima chiave non venga liberata: di conseguenza, il circuito provvede automaticamente il bloccaggio a due tasti. Inoltre, il microelaboratore deve essere programmato in modo da fornire un segnale di errore nell'eventualità che venga rivelato più di un "bit" a potenziale alto, ogni volta che nella "porta" di ingresso viene riscontrata la condizione "latch".

Electronic Design

OSCILLATORI AD EFFETTO "GUNN" ED A VALANGA

Gli oscillatori allo stato solido per microonde hanno consentito la realizzazione di una nuova generazione di apparecchiature elettroniche, come ad esempio gli allarmi antifurto, i radar del tipo "man-back", gli altimetri a radar, le apparecchiature per la misurazione della distanza, ecc.

In queste apparecchiature i diodi ad effetto "Gunn" ed a valanga svolgono ruoli di importanza predominante, e stanno progressivamente sostituendo altri dispositivi allo stato solido, come i moltiplicatori.

Il cosiddetto "photoresist" per semiconduttori e le tecniche di incisione vengono usati per definire i dispositivi individuali sulla superficie di un substrato, dopo di che l'incisione vera e propria avviene mediante diamante, tramite asportazione di una parte del materiale presente in superficie.

In seguito, i dispositivi individuali vengono saldati in confezioni complesse, adat-

te al montaggio in apparecchiature funzionanti appunto a microonde.

A questo riguardo, la **figura 15** rappresenta quattro fasi di uno dei procedimenti fondamentali per la produzione di diodi tipici a bassa potenza, realizzabile con l'aiuto di un micrscopio a scansione: i dispositivi a bassa potenza di questo genere vengono saldati termicamente a lega applicando il substrato contro l'unità integrata propriamente detta, mentre elevate potenze di uscita possono essere ottenute con una tecnica di saldatura ultrasonica. Entrambi questi metodi — tuttavia — stanno per essere eliminati e sostituiti a seguito dell'introduzione di dispositivi di maggiore rendimento.

La **figura 16** rappresenta l'aspetto di una tipica giunzione ottenuta con uno dei procedimenti citati; se la formazione di un dominio in un dispositivo ad effetto "Gunn" viene soppressa con qualsiasi metodo, solitamente mediante un accurato controllo delle caratteristiche del materiale e del circuito, si perviene in definitiva alla disponibilità di un dispositivo a resistenza negativa ed a due terminali, in grado di oscillare, quando viene collegato correttamente ad un circuito appropriato. Per quanto riguarda i diodi a valanga, questi differiscono dai diodi del tipo ad effetto "Gunn" in quanto il meccanismo basilare deriva dall'effetto di una giunzione: di conseguenza, è possibile costruire dispositivi partendo virtualmente da qualsiasi tipo di conduttore, sebbene il silicio e l'arseniuro di gallio siano quelli di impiego più diffuso.

In definitiva, questi dispositivi allo stato solido tendono ad essere impiegati in applicazioni completamente nuove, soddisfacendo esigenze che non potevano prima essere soddisfatte mediante i componenti di tipo convenzionale, con particolare riguardo alla sicurezza di funzionamento ed alle necessità di alimentazione.

La **figura 17** rappresenta graficamente graficamente un tentativo che è stato compiuto per sintetizzare lo spettro di applicazione nella gamma delle microonde compresa tra 1 e 100 GHz: la maggior parte dei sistemi che funzionano in questa regione fa uso di dispositivi allo stato solido di concetto completamente nuovo. Infine, la possibilità che alcuni di questi dispositivi vengano apprezzati in numerosi campi è piuttosto accentuata, anche se da taluni viene considerata impraticabile.

In aggiunta, i dispositivi del tipo citato nell'articolo possono essere usati anche come amplificatori, sebbene tale possibilità non venga considerata nella nota, in quanto imporrebbe discussioni su argomenti che esulano dallo scopo che si è prefisso il redattore.

Alcuni interessanti ragguagli vengono forniti agli effetti dell'allestimento di impianti antifurto, con l'aggiunta di alcuni schemi e di alcune fotografie che chiariscono la natura delle applicazioni più progredite. L'ultimo paragrafo dell'articolo è dedicato ai dispositivi "Gunn" impiegati per l'allestimento di piccoli impianti radar.

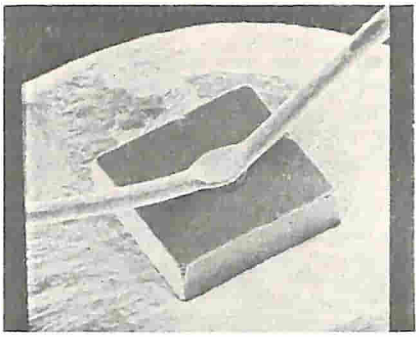


Fig. 16 - Riproduzione dell'immagine fotografica di un dispositivo del tipo la cui produzione è illustrata alla figura 15, ottenuta con un microscopio elettronico.

UN SISTEMA DI ANTENNA "MASTER" RISOLVE I PROBLEMI DELL'«INQUINAMENTO» PRESSO MOUNT DIABLO

Il centro di comunicazioni Diablo dista circa 45 km verso Nord-Est da San Francisco, e si trova in un territorio che appartiene alla California. Nel 1959 la TCI acquistò il diritto di installare gli impianti relativi a questa zona. L'attività ebbe inizio con tre soli trasmettitori, ma subì un rapido e notevole sviluppo.

La Compagnia interessata era al corrente delle condizioni di "inquinamento" locale, e, per almeno due anni, aveva cercato possibili alternative che permettessero l'espansione industriale e sociale del luogo.

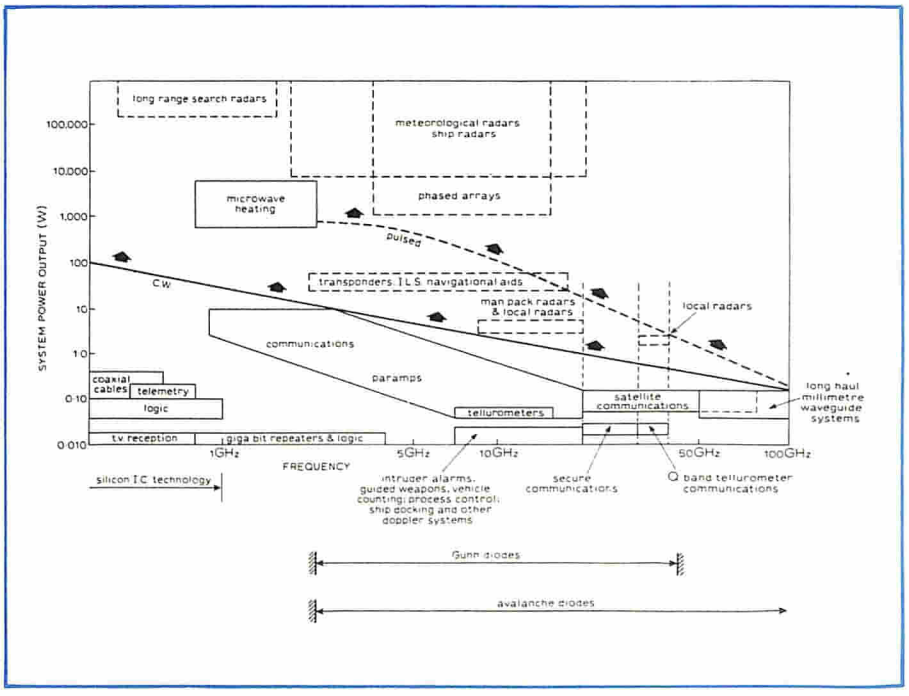


Fig. 17 - Spettro delle applicazioni di tutti i sistemi per microonde allo stato solido.

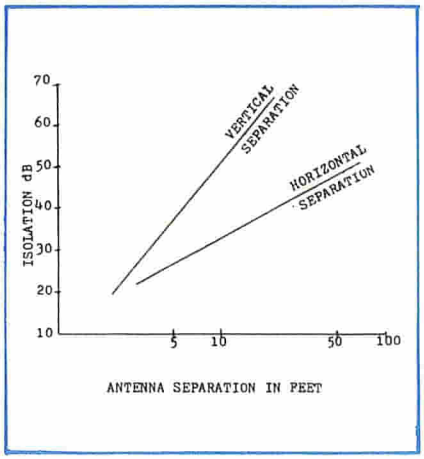


Fig. 18 - Grafico illustrante le caratteristiche di isolamento dell'antenna alla frequenza di 450 MHz.

Le caratteristiche geografiche ne rendevano possibile la suddivisione assegnando le zone di servizio agli effetti della trasmissione in senso orizzontale, sebbene per far fronte a tale necessità fosse necessario allestire torri di notevoli dimensioni.

Si cominciò quindi a considerare le possibilità di collegare un impianto complesso ad un'antenna principale, facilitando in tal modo le operazioni di manutenzione. Dopo aver deciso di procedere in questo senso, fu possibile concretare il programma di espansione.

Il grafico di **figura 18** rappresenta le caratteristiche di isolamento di un'antenna funzionante sulla frequenza di 450 MHz: l'isolamento viene espresso in dB sulla scala verticale sinistra, mentre la scala orizzontale inferiore rappresenta la separazione espressa in piedi, dal punto di vista orizzontale e da quello verticale.

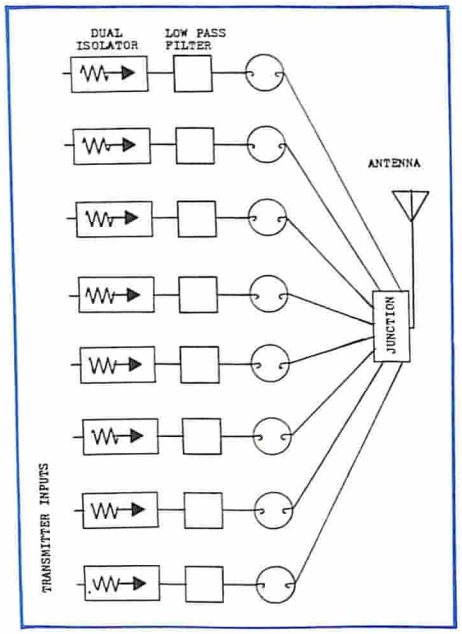


Fig. 19-A - Schema sinottico del sistema di antenna principale del trasmettitore.

La **figura 19-A** rappresenta invece il sistema complesso dell'antenna trasmittente principale: i diversi ingressi del trasmettitore sono sempre costituiti da un doppio isolatore, all'uscita del quale è presente un filtro passa-basso, che fa capo al punto di accoppiamento. I diversi elementi fanno poi capo contemporaneamente alla giunzione, alla quale è collegata l'antenna principale, del tipo citato.

La **figura 19-B** illustra infine il sistema principale di antenna ricevente: l'impianto è stato progettato naturalmente prevedendo future espansioni, come risulta evidente dal particolare visibile in basso a destra.

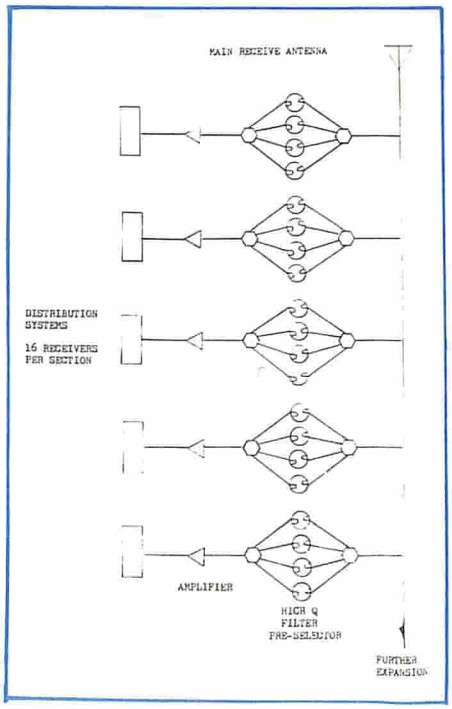


Fig. 19-B - Sistema di ricezione mediante antenna di trasmissione di cui alla figura 19-A.

Dal momento che la separazione verticale risulta molto più efficace, questa è stata naturalmente la soluzione adottata in linea di massima. Sotto questo aspetto, si rammenti che la separazione elettrica può essere raggiunta con un valore adeguato attraverso l'impiego di isolatori e di filtri. A tale riguardo le antenne distanziate possono essere ulteriormente separate con fattori supplementari di 0,60 oppure 90 dB.

L'antenna principale appositamente allestita è costituita sostanzialmente da due parti fondamentali, vale a dire dal combinatore per la radiofrequenza proveniente dal trasmettitore, dal suddivisore per la ricezione: queste unità sono state usate per montare complessivamente otto trasmettitori facenti capo ad un'unica antenna, ed altrettanti ricevitori collegati ad un'unica antenna di ricezione, ma in grado di inoltrare i segnali in tutte le direzioni opportune per servire una vasta zona.

Naturalmente, si è fatto uso di cavità sintonizzate nei punti cruciali agli effetti dello smistamento, ed il risultato globale ha permesso di semplificare l'impianto di servizio della zona, evitando quindi l'eccessivo affollamento dello spettro delle frequenze.

Communications News

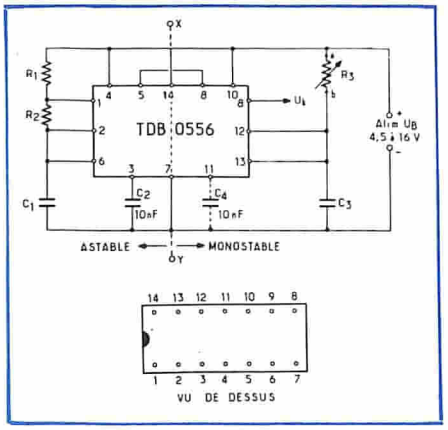


Fig. 20 - Schema, nella sua versione più semplice, del generatore di segnali rettangolari con possibilità di regolazione della durata degli impulsi. Al di sotto dello schema è riprodotta la struttura dell'unità integrata, e vengono precisati i numeri di riferimento dei terminali.

GENERATORI DI SEGNALI RETTANGOLARI CON REGOLAZIONE DELLA DURATA DEGLI IMPULSI

La costruzione del generatore al quale ci riferiamo è stata proposta dalla Siemens: si tratta di un generatore di segnali a forma d'onda rettangolare a frequenza costante, ma con durata regolabile degli impulsi. Questo apparecchio è interessante in diverse applicazioni, tra cui la misura e la regolazione.

La durata degli impulsi (vedi **figura 20**) può essere profondamente modificata senza alcuna influenza sulla frequenza di funzionamento dell'oscillatore. Questa possibilità può essere apprezzata per la prova di apparecchiature e di circuiti di comando dei convertitori, e per la prova dei dispositivi di alimentazione del tipo a commutazione.

Il circuito integrato viene montato in un contenitore a quattordici terminali, di tipo convenzionale, come si osserva sotto lo schema.

A sinistra di quest'ultimo si nota la presenza di un multivibratore astabile: i periodi parziali e quelli totali sono strettamente collegati tra loro da relazioni ben precise, e gli elementi del rapporto ciclico possono essere calcolati mediante formule di estrema facilità.

Per quanto riguarda le possibilità di impiego di questo dispositivo, la **figura 21** rappresenta a sinistra l'uso di un dispositivo di separazione galvanica (funzionante a corrente continua) in un alimentatore del tipo a commutazione, ed al centro l'aspetto del contenitore denominato "pentawatt" del circuito integrato, i cui terminali vengono identificati mediante numeri, e precisamente:

1) Ingresso dell'elemento "inferiore" (in base allo schemino di principio illustrato a destra alla stessa figura 21).
2) Ingresso dell'elemento superiore.
3) Alimentazione negativa.
4) Uscita del segnale.
5) Alimentazione positiva.

L'articolo descrive non soltanto il principio di funzionamento del dispositivo, ma ne precisa le possibilità di applicazione, con l'esempio tipico che riproduciamo alla **figura 22,** costituito da un preamplificatore di tipo complesso.

All'ingresso di questo circuito viene collegata la sorgente dei segnali da registrare:

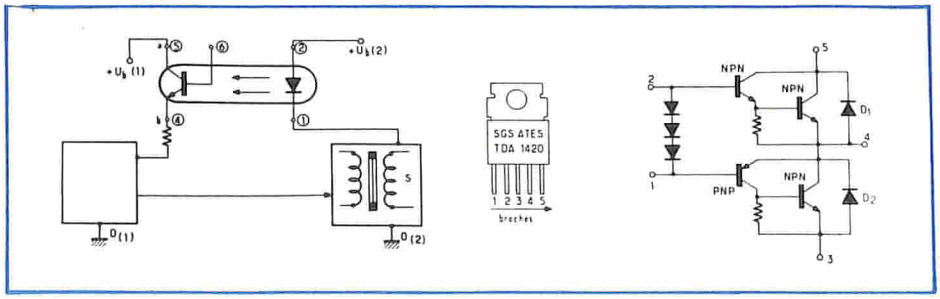


Fig. 21 - A sinistra, esempio di un dispositivo di separazione galvanica in un'alimentazione a commutazione; al centro struttura dell'unità SGS Ates tipi TDA 1420, il cui schema è riprodotto incevece a destra.

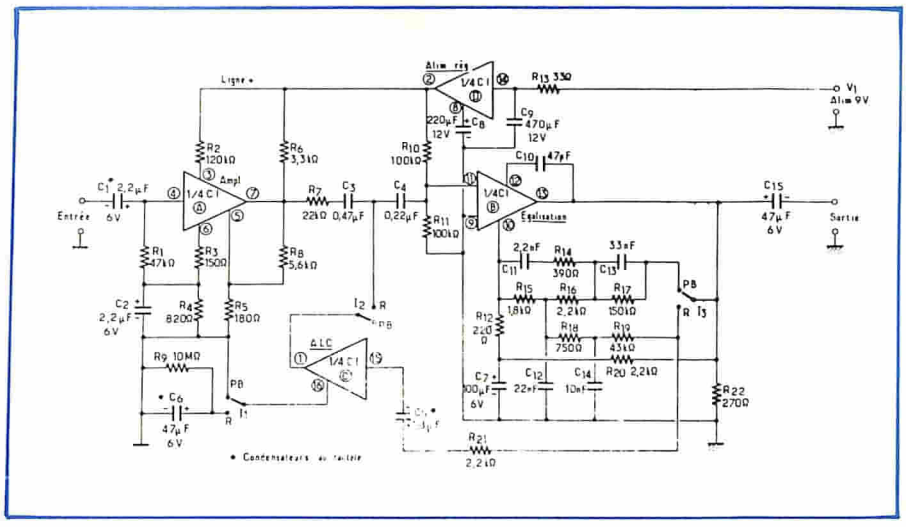


Fig. 22 - Schema di un preamplificatore complesso e dalle eccellenti prestazioni, che può essere allestito impiegando separatamente le quattro sezioni di un circuito integrato del tipo TDA 1054.

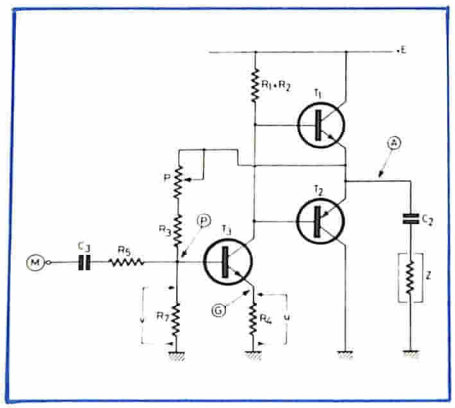


Fig. 23-A - In questo amplificatore si fa uso del divisore di tensione P - R3 - R7, per polarizzare la base di T3, e stabilire in tal modo la componente continua del potenziale presente nel punto A.

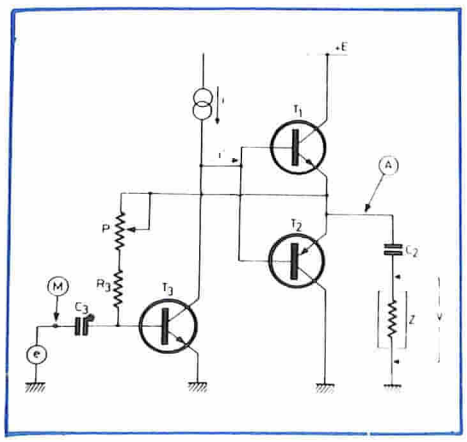


Fig. 23-B - Schema ulteriormente semplificato dell'amplicatore, che riportiamo per chiarire come l'alimentazione del collettore di T3 a corrente costante faccia in modo che la componente alternativa della corrente di collettore di T3 sia uguale alla corrente di comando degli stadi precedenti.

questa sorgente rappresenta spesso l'uscita di un rivelatore facente parte di un ricevitore radio a modulazione di ampiezza o di frequenza, oppure di un ricevitore visivo.

Sostanzialmente, si tratta di una realizzazione monofonica, ma è sufficiente duplicarla per ottenere la versione stereofonica. In questo caso i contatti omologhi possono essere collegati direttamente tra loro, se lo si desidera.

Il segnale da registrare viene trasmesso tramite C1 ad un ingresso (punto 4 dell'elemento). qualunque sia la posizione dei commutatori 11, 12 e 13, il segnale amplificato viene trasmesso tramite R7, C3 e C4 all'ingresso (punto 11) dell'elemento identificato dalla lettera B.

Dopo l'amplificazione questo segnale viene trasmesso dal punto 13 all'uscita, tramite C15.

L'articolo descrive dettagliatamente anche l'unità TDA 1410, e precisa infine, la natura delle diverse misure che esso consente di effettuare, ed i relativi accorgimenti.

Le Haut-Parleur

CALCOLO DEGLI ELEMENTI DI UN AMPLIFICATORE

In un precedente articolo è stato spiegato come è possibile calcolare gli elementi di un amplificatore per bassa frequenza di tipo classico con stadio in controfase in serie, con particolare riferimento alla determinazione delle caratteristiche dello stadio pilota.

Questa puntata è riferita all'amplificatore semplificato, al calcolo del circuito di reazione negativa, con un esempio pratico, ed all'impiego di un divisore di tensione per linearizzare la curva di responso.

Nel circuito riprodotto alla **figura 23-A,** si fa uso di un divisore di tensione costituito da P, da R3 e da R7 per polarizzare la base di T3, e per stabilizzare in tal modo la componente continua del potenziale presente nel punto A. Si tratta di un sistema di recente introduzione, che sfrutta il principio della reazione negativa tra il collettore di T2 e la base di T3, mediante accoppiamento diretto, per evitare i soliti fenomeni di sfasamento che rendono la reazione negativa discriminante agli effetti della frequenza dei segnali amplificati.

La **figura 23-B** è riferita ad un amplificatore ancora più semplice di quello considerato all'inizio, per dimostrare come l'alimentazione del collettore di T3 a corrente costante faccia in modo che la componente alternativa della corrente di collettore risulti uguale alla corrente di pilotaggio degli stadi precedenti.

T1 e T2 risultano in parallelo tra loro per quanto riguarda i circuiti di base e di emettitore, ma costituiscono uno stadio di tipo complementare, in quanto mentre il collettore di T1 fa capo alla linea positiva di alimentazione, il collettore di T2 fa invece capo a massa.

Ciò permette di disporre nel punto A del segnale amplificato, che può essere facilmente prelevato tramite la capacità C2, in serie al resistore Z, ai capi del quale si sviluppa il segnale che può essere utilizzato dagli stadi successivi.

L'articolo, che conclude l'argomento, espone in forma piana e facilmente assimilabile i metodi di calcolo dei diversi parametri dei circuiti, e contiene anche alcuni esempi pratici che sono di valido aiuto per chi deve progettare amplificatori di questo tipo, impiegando componenti le cui caratteristiche siano naturalmente ben note, soprattutto se si tratta di semiconduttori.

Le Haut-Parleur

COMMUTATORI ELETTRONICI AD ALTO NUMERO DI VIE

Come nel campo della meccanica, la commutazione elettronica, sebbene sembri teoricamente molto semplice, impone però alcune limitazioni, soprattutto per quanto

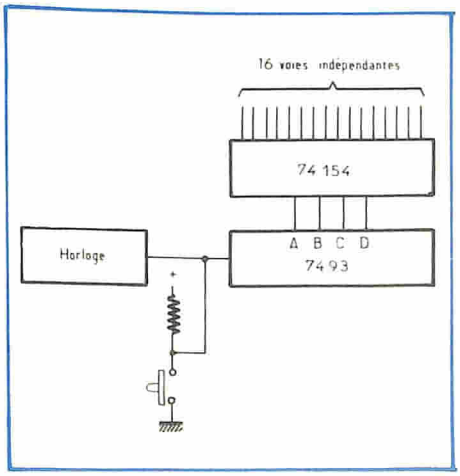


Fig. 24 -A - Schema di principio di un commutatore a funzionamento elettronico per il controllo di sedici vie indipendenti.

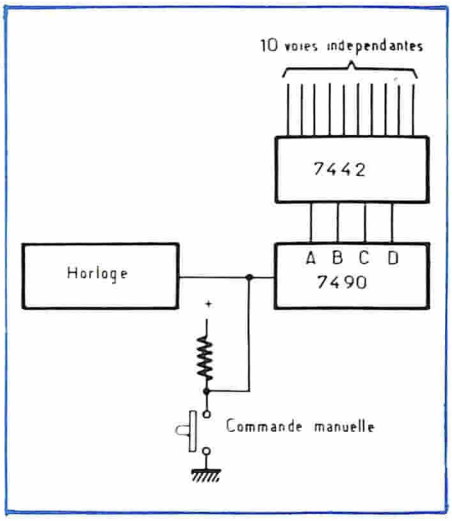


Fig. 24-B - Altro schema illustrante la tecnica di impiego delle unità intergate tipo 7490 e 7442, per il controllo di dieci vie indipendenti.

riguarda il massimo numero delle vie di cui è possibile disporre.

Esistono quindi dei casi, specie quando si tratta di ottenere un'automatizzazione totale, nei quali è meglio ricorrere ai sistemi di commutazione elettronica, sfruttando praticamente il medesimo principio teorico sul quale si basa il funzionamento del rettificatore controllato al silicio.

Sappiamo infatti che questi componenti consentono il passaggio del cristallo allo stato di conduzione quando all'elettrodo "gate" viene applicato un impulso di determinata ampiezza e di determinata intensità. Ciò premesso, è praticamente possibile allestire unità complesse tali da consentire il passaggio allo stato di conduzione separatamente di ciascun elemento, ogni qualvolta al relativo elettrodo "gate" viene applicato appunto l'impulso di controllo.

La **figura 24** illustra due casi tipici: in **A** è illustrato l'impiego di un orologio di temporizzazione, che — tramite un comando manuale a pulsante — permette di controllare il funzionamento di una unità integrata del tipo 7493. All'uscita di questa unità, costituita da quattro linee, è possibile disporre degli impulsi che determinano l'inserimento o il disinserimento indipendente di sedici vie.

Un'applicazione del tutto analoga è quella illustrata invece in **B,** nella quale il medesimo tipo di orologio elettronico di temporizzazione controlla il funzionamento dell'unità del tipo 7490, la quale — a sua volta — consente il controllo di dieci vie indipendenti, attraverso il dispositivo tipo 7442.

L'articolo esamina altre numerose possibilità, e descrive diverse unità integrate che possono essere utilizzate per ottenere effetti complessi di commutazione. A questo riguardo un altro esempio tipico è illustrato alla **figura 25,** che rappresenta la tecnica di impiego di due unità del tipo 74154 e 7493, per pilotare, in modo automatico o semiautomatico, un numero complesso tra 1 e 16 e tra 241 e 256.

Ciascuna via contiene naturalmente una unità logica pilotabile attraverso gli impulsi provenienti dal circuito di controllo. È chiaro che un sistema così complesso di commutazione non potrebbe essere ottenuto per via meccanica, se non tramite una notevole complessità costruttiva, con le inevitabili conseguenze che si traducono in una certa incertezza di funzionamento, specie se l'apparecchiatura che contiene il suddetto gioco di commutazione viene fatta funzionare in ambiente critico, vale a dire in presenza di atmosfera contenente sostanze inquinanti, polvere, detriti, salmastro, ecc.

Due fotografie corredano l'articolo, ed illustrano due tipiche applicazioni di commutazione multipla, ottenuta per via elettronica.

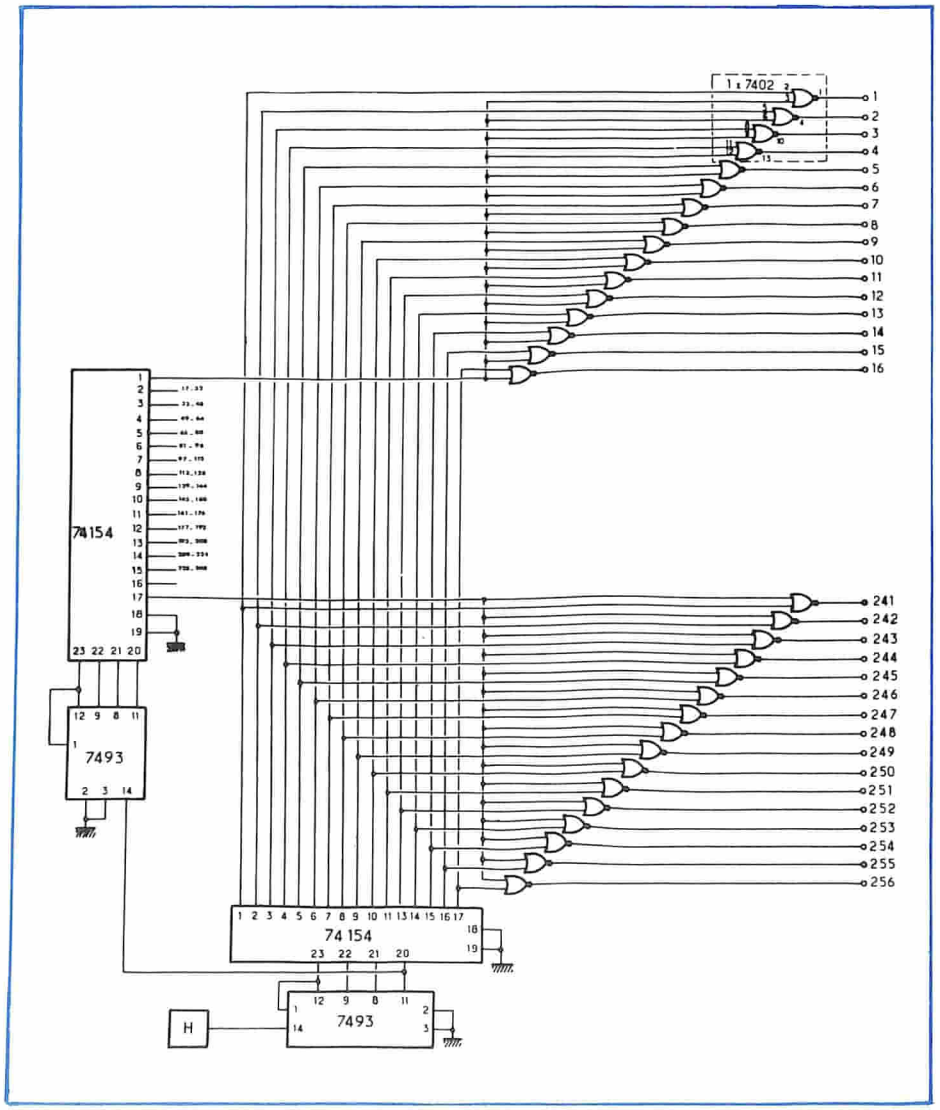
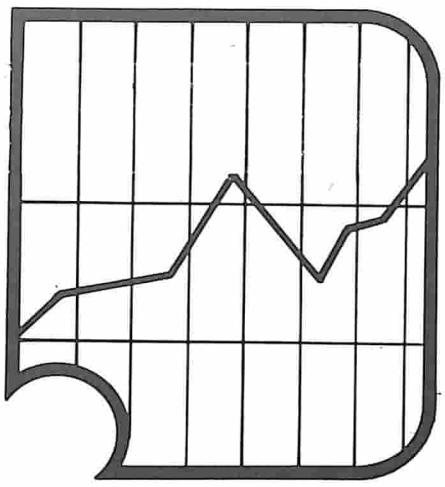


Fig. 25 - Altro esempio di complesso gioco di commutazione, ottenuto impiegando le unità integrate del tipo 74154 e 7493.

mbo
METAUX BLANCS OUVRES
LEGHE SPECIALI
DI STAGNO
FLUSSI E VERNICI
PER SALDATURA



INFORMAZIONI ECONOMICHE

LA GTE SYLVANIA N.V. ENTRA NEL MERCATO DEI TEMPORIZZATORI A CRISTALLO

La vasta esperienza della GTE Sylvania N.V., nelle tecnologia delle linee di ritardo per televisori a colori, s'è dimostrata di grande efficacia nell'aiutare l'azienda a fare il proprio ingresso in un nuovo settore d'attività; la produzione di cristalli temporizzatori. Sviluppando la sua tecnologia dei cristalli a quarzo, l'azienda introduce ora tre serie di cristalli temporizzatori che offrono caratteristiche nella deriva di frequenza e nella stabilità a lungo termine migliori rispetto alle unità già presenti sul mercato.

Fabbricati in anidride silicica (SiO_2), questi cristalli piezoelettrici vengono prodotti con processi differenti da quelli dei cristalli temporizzatori già esistenti. Ciò comporta la divisione delle barre cristalline sintetiche in sezione sottile, e riflette la tecnica impiegata dalla GTE Sylvania nei cristalli per linee di ritardo. Il processo utilizzato assicura un'elevata precisione di taglio delle barre cristalline, ed una smerigliatura d'alta precisione per un controllo a bassissima tolleranza dello spessore delle sezioni.

Dei tre tipi di cristalli disponibili, uno è alloggiato nel ben noto involucro metallico HC-6/V, e due in scatola di plastica autoestingente. Tutti i modelli sono intesi per essere utilizzati in orologi da casa e da automobile, e come orologi master e di riferimento, ma non da polso. Ognuno di essi è basato sul modo di vibrazione, "thickness-shear".

I due modelli alloggiati in scatola di plastica hanno, rispettivamente, le frequenze di 3,932160 MHz e 4,194304 MHz ed il modello alleggiato nell'involucro metallico HC-6/V ha una frequenza di 4,194304. In virtù dell'alta frequenza di base, tutte le unità hanno un'ottima stabilità termica e meccanica, e dato che possono essere associate ad una circuiteria MOS, la dissipazione di potenza dei cristalli è bassa, minore di 1 mW.

Un'importante caratteristica di queste unità è la loro deriva nel tempo che risulta minore di ±20 ppm/anno per il tipo in plastica. Altrettanto significativo è il fatto che la loro stabilità in frequenza con la temperatura è migliore di ±20 ppm/anno per tutte le unità, in un intervallo di temperatura 0-60 °C. Il campo di temperatura di funzionamento è di —20° + 60° C.

La crescente importanza del mercato degli orologi elettronici si riflette in diverse cifre d'espansione. Partendo solo cinque anni fa, questo mercato ha ora un volume di circa 30, milioni di unità in tutto il mondo (inclusi gli orologi da polso), nella gamma di prezzi fino ai 40 dollari U.S.A., secondo fonti d'informazioni svizzere, ed è in continua crescita.

IL 1975 È STATO UN ANNO REDDITIZIO PER LA MEMOREX

La Memorex Corporation ha dichiarato per il 1975 utile netto di 18,02 milioni di dollari, mentre aveva registrato, nel 1974, una perdita di 8,9 milioni di dollari. Quanto alla cifra d'affari globale, essa ha raggiunto i 263,9 milioni di dollari contro i 217,6 milioni nel 1974 (+21%).

D'altronde, gli ordini in carnet che saranno evasi a breve termine ammontano a 40 milioni di dollari al 31 dicembre 1975, contro i soli 12 milioni alla fine del 1974.

Secondo il Sig. Wilson, Presidente della Memorex, questo miglioramento del fondo di rotazione merita di essere sottolineato, tanti più che la Memorex ha dovuto assumersi nel 1975 gli aggravi di una forte espansione, del riacquisto del credito, di una riduzione del suo debito principale ed anche dei sostanziali investimenti, per il futuro.

LE TEXAS INSTRUMENTS PREVEDE DI ARRIVARE A POSSEDERE, QUEST'ANNO DAL 30 AL 50% DEL MERCATO EUROPEO DEI MICOPROCESSORI

In occasione di alcuni seminari imperniati sui microprocessori 4 bit TMS 1000 ed il microelaboratore 16 bit TMS 9900, tenutisi in Francia, i dirigenti della Texas Instruments Francia hanno fissato i loro obiettivi in materia. Essi hanno dichiarato: "I microprocessori rappresentano uno dei maggiori settori della nostra politica commerciale, importante quanto quello dei circuiti integrati numerici" ed hanno aggiunto che contano di conquistare dal 30 al 50% del mercato europeo. Per raggiungere questo scopo è stato creato da qualche mese in seno alla società un importante dipartimento per i microprocessori. Esso comprende un gruppo dedicato alla consulenza per i clienti, un gruppo che tratta l'hardware e il software ed un centro di assistenza tecnica. Inoltre, nello stabilimento di Nizza vengono fabbricati dei microprocessori. Ritornando sull'argomento del mercato dei microprocessori, la Texas Instruments Francia valuta il mercato francese a 2 milioni di dollari nel 1876 e valuta il mercato europeo da 6 a 8 milioni di dollari. Nel 1978, il mercato francese sarà da 15 a 20 milioni di dollari ed il mercato europeo da 70 ad 80 milioni di dollari. È risaputo che la comparsa dei microprocessori della Texas Instruments è avvenuta in sordina e senza il supporto di conferenze. Questa serie di seminari era dunque destinata a fare la sintesi sul complesso dei microprocessori che la Texas aveva già annunciato, e più particolarmente su quelli dei microprocessori che non erano mai stati presentati in modo preciso, perché non erano o non avevano seconda fonte, come il 4 bit TMS 1000 ed il 16 bit TMS 9900.

Qualche tempo fa, uno dei responsabili della Texas Instruments aveva sostenuto che i microprocessori 4 bit avrebbero rappresentato in volume il mercato più importante. Questa è ugualmente l'opinione del direttore della A2M (società di assistenza e di distribuzione di microelaboratori), che pensa che fino ad ora i microprocessori a 4 bit sono stati i più utilizzati perché soddisfano mercati di grandi quantità (settore del grande pubblico), gli 8 bit rispondono sì a delle applicazioni più varie, ma hanno un mercato minore. Restiamo dunque con i 4 bit e più particolarmente con la famiglia TMS 1000 progettata due anni fa.

Ricordiamo brevemente le caratteristiche: il TMS 1000 è di fatto un microprocessore in tecnologia MOS canale P che funziona con una alimentazione unica di + 15 V e possiede un gioco di 43 istruzioni 31 delle quali possono essere ridefinite. I microprocessori della serie TMS 1000 possiedono due tipi di uscita: delle uscite 0 che sono delle uscite statiche (per esempio per la visualizzazione) e delle uscite R che sono delle uscite di controllo comandate partendo da logiche.

Ma essi hanno soprattutto la particolarità di possedere della RAM e delle ROM integrate nello stesso contenitore. Così la versione di base della serie TMS 1000 possiede 8 K di ROM, 256 bit di RAM ed 11 uscite R; il TMS 1300, la versione più completa della serie, possiede 16 K di ROM, 512 bit di RAM per 16 uscite R. Per tutti gli elementi della serie, il computer ordinale si posiziona all'indirizzo O al momento della messa sotto tensione: è dunque necessario premunirsi contro le microinterruzioni della rete. Ricordiamo ugualmente che la tecnologia MOS canale P, utilizzata, autorizza un funzionamento nella gamma di temperatura da 0 a 70 °C. Per le sue caratteristiche, il TMS 1000 è stato progettato in modo da realizzare un compromesso prestazioni - costo - facilità di utilizzazione. La messa in opera del TMS 1000 che comprende parecchie fasi come la valutazione, la programmazione, la realizzazione dei modelli e la produzione richiede da sette ad otto mesi. Per la sua struttura (programma congelato in ROM programmabili da parte del fabbricante), il TMS 1000 è veramente interessante solo nella misura in cui è oggetto, pensa la Texas Instruments, di ordini superiori ai 3.000 pezzi. Per degli ordini meno importanti, tuttavia, esiste la versione 1099 SE 1 nella quale la ROM (che era integrata con il microprocessore nel TS 1000) è sostituita con una PROM situata all'esterno: con questa versione, l'utilizzatore può dunque realizzare lui stesso i suoi programmi.

Questo seminario ha presentato anche la famiglia dei calcolatori 990, dato che l'elemento di base di questa famiglia è il microprocessore monolitico 16 bit TMS 9900 che utilizza la tecnologia MOS canale N griglia al silicio: esso possiede un gioco di 69 istruzioni (tra le quali la moltiplicazione e la divisione), cinque maniere di indirizzamento e fino a 16 livelli di interruzione vettorizzati. Il secondo elemento della famiglia 990 è il microprocessore 990/4, che è una scheda utilizzante il 9900 come unità centrale e contiene fino ad 8 K ottetti di RAM dinamiche, 2 K ottetti di RAM statiche o di PROM, un orologio otto livelli di interruzione vettorizzati, ecc. Al "di sopra" della scheda 990/4 si trova il modulo 990/10 che è un miniordinatore che possiede fino a 2 milioni di ottetti in memoria centrale. Il bus funzionante in asincrono gli consente di sopportare altrettanto bene sia periferiche rapide periferiche molto più lente (la sua massima velocità di trasmissione è di 1,5 M bit/s). Per quanto concerne la logica, la famiglia 990 possiede una biblioteca di logica di sviluppo molto estesa così come dei sistemi di sviluppo di logica molto completi.

Da un punto di vista commerciale, precisiamo che i primi campioni del TMS 9900 sono disponibili e che un termine di due mesi è necessario per degli ordini di 100 pezzi.

MESSO A PUNTO IN GIAPPONE IL PIÙ POTENTE CAMPO MAGNETICO DEL MONDO

I ricercatori dell'Istituto di Tecnologia dei metalli dell'Agenzia giapponese per la Scienza e la Tecnologia hanno messo a punto un campo magnetico della potenza di 175 Kilogauss che, come ha annunciato questo Istituto, è il massimo fino ad ora realizzato.

Questo risultato è stato ottenuto tramite una calamita superconduttrice fabbricata a Tsukuba, città universitaria a nord-est di Tokio. I ricercatori hanno impiegato una lega la cui resistenza elettrica si annulla alla temperatura di zero assoluto (meno 273 °C). In essa sono associate due leghe, una di Vanadio e Gallio, l'altra di Niobio e Titanio.

Sotto la direzione del prof. Eiji Tachikawa, direttore delle ricerche sui materiali magnetici all'Istituto di Tsukuba, la società americana IGC ha effettuato la sintesi della lega di Niobio a Titanio con la lega di Vanadio e Gallio fabbricata dalla "Vacuum Metallurgy". La calamita ha la forma di un cilindro del diametro di 40 cm., alto 65 cm. Il 10 febbraio l'Istituto giapponese ha ottenuto un campo magnetico di 172 kilogauss.

Alcuni ricercatori dell'Università di Oxford, due anni fa, tramite un magnete super conduttore avevano ottenuto una potenza di 158 kilogauss. Essi avevano impiegato una lega di Niobio e Titanio.

L'esperienza di Tsukuba è volta a realizzare degli aerotreni che, grazie a questo procedimento potrebbero raggiungere velocità dell'ordine di 500 km l'ora. Queste ricerche interessano inoltre la separazione e la fissione nucleare.

ALLA NATIONAL SEMICONDUCTOR GLI UTILI SONO IN LEGGERO AUMENTO

L'utile netto dell'ultimo esercizio annuale della National Semiconductor ha raggiunto i 16,7 milioni di dollari contro i 16,3 milioni di dollari del 1974. Quanto alla cifra d'affari essa è stata di 235,4 milioni di dollari contro 213,3 milioni di dollari del 1974.

LA GTE SYLVANIA ESTENDE ULTERIORMENTE LA SUA RETE EUROPEA DI STAZIONI DI SERVIZIO PER I TUBI TVC

Altre tre stazioni si sono appena aggiunte alla rete europea d'assistenza per i tubi TVC della GTE Sylvania NV, rete che è in continua espansione. Con le sue 70 stazioni sparse in tutta l'Europa, queste rete consente ai fabbricanti di sostituire i tubi Sylvania entro 24 ore, praticamente in tutti i Paesi ove i televisori a colori vengono utilizzati. La rete copre oggi i seguenti Paesi: Germania Federale, Austria, Italia, Gran Bretagna, Francia, Belgio, Olanda, Danimarca, Norvegia, Finlandia, Svezia a Svizzera.

Le nuove stazioni sono state impiantate a Gelsenkirchen, Karlsruhe e Kaiserslautern, Germania Federale, e sono sotto il controllo dell'ufficio centrale di Neuss, in prossimità di Düsseldorf. Come le altre stazioni della rete, esse sono equipaggiate con apparecchiature di test standard scelte ed approvate dalla Sylvania GTE, e dispongono di uno staff di tecnici ben sperimentati.

Tutte le stazioni possono provvedere i ricambi esatti per tutti i tipi di tubi Sylvania e di altre marche a larga diffusione, ed hanno i pieni poteri decisionali per quanto riguarda la garanzia dei tubi Sylvania. Il magazzino dei pezzi viene automaticamente ripristinato in funzione della domanda, e le stazioni vengono regolarmente visitate da personale della GTE Sylvania allo scopo di tenere lo staff tecnico sempre aggiornato sugli ultimi tubi in produzione.

Poiché la rete è stata eretta su basi geograficamente pianificate essa si distingue per una delle migliori, se non per la migliore velocità d'intervento (nella sostituzione dei tubi). In effetti, da diversi fabbricanti tedeschi essa viene giudicata come la più efficiente in tutta la Germania Federale.

COMPUTER AUTOMATION: CIFRA D'AFFARI DEL PRIMO SEMESTRE: 14,3 MILIONI DI DOLLARI

La Computer Automation annuncia per il secondo trimestre (da ottobre a dicembre 1975) del suo esercizio fiscale, un utile netto di 780.393 dollari ed una cifra d'affari di 7,7 milioni di dollari. Per il primo semestre (da luglio a dicembre 1975), l'utile è stato di 1,3 milioni di dollari e la cifra d'affari 14,3 milioni di dollari. Al confronto, l'utile nel 1974 nel periodo corrispondente, era di 515.901 dollari e la cifra d'affari di 10,2 milioni di dollari.

La Computer Automation, che attualmente produce più di 100 micro e mini-calcolatori alla settimana, ha già consegnato più di 12000 sistemi.

L'accantonamento al fondo indennità anzianità dipendenti è stato effettuato integralmente, comprese le quote pregresse, per un totale di 30 miliardi.

Il fatturato consolidato del Gruppo nel 1975 è stato di 856,4 miliardi con un aumento del 7,6 per cento rispetto all'anno precedente. Alla fine del 1975 i dipendenti occupa-

ti nelle aziende del Gruppo erano 70.749, con una riduzione di 838 unità in confronto al 31 dicembre 1974.

Il fatturato della Società capogruppo è stato di 379,1 miliardi con un aumento del 10,3 per cento rispetto a quello dell'anno precedente.

Alla fine del 1975 i dipendenti della Società erano 30.855 con una differenza in meno di 304 unità in confronto al 31 dicembre 1974. Il costo del lavoro è passato da 191,6 miliardi del 1974 a 225 miliardi del 1975 con un aumento di 33,4 miliardi pari al 17,4 per cento.

Il Consiglio di Amministrazione ha potuto constatare che la solidità del patrimonio sociale, la qualità dei prodotti e le capacità delle strutture aziendali in Italia e all'estero consentono di guardare con fiducia al prossimo futuro. Tale apprezzamento è confortato dalle prime notizie sull'andamento della gestione 1976: gli ordini acquisiti nel primo trimestre del 1975, hanno superato del 33,6 per cento quelli del corrispondente periodo dello scorso anno.

Il Consiglio ha deliberato la convocazione dell'Assemblea degli azionisti in Ivrea il giorno 28 maggio 1976 alle ore 10, in prima convocazione, e il 3 giugno 1976 alla stessa ora, in seconda convocazione.

LA DIFFERENZA RIMANE SENSIBILE TRA LA PRODUZIONE DI TVC IN GIAPPONE ED IN EUROPA

La cifra della produzione dei televisori a colori in Giappone nel 1975, mostra la differenza che si può avere, a livello economico, tra l'Europa ed il Giappone. Schematicamente, il Giappone ha esportato negli Stati Uniti più della totalità della produzione tedesca di televisori a colori; e la produzione tedesca è tre volte più importante della produzione italiana.

Queste differenze si trovano naturalmente a monte a livello dei componenti, dove l'industria giapponese beneficia di mercati di massa che non hanno i loro omologhi europei.

Il Giappone ha prodotto 7,4 milioni di televisori a colori nello scorso anno, cioè un cifra in aumento del 2% in rapporto al 1974. Questo dato è stato annunciato dall'Associazione giapponese delle Industrie Elettroniche.

Le consegne all'esportazione registrano un ammontare record di 2.760.000 unità, in aumento del 20% sul 1974, a seguito di un aumento della richiesta negli Stati Uniti, in Canada ed in Australia. Quanto alle consegne sul mercato interno, aumentano anch'esse del 9% e totalizzano 5.590.000 unità.

Nella Repubblica Federale Tedesca, durante l'anno scorso, le vendite di televisori a colori sul mercato interno ed all'estero sono state di più di 2,4 milioni di apparecchi, segnando così una relativa stabilità in rapporto a quelle effettuate nel 1974. Da notare che le vendite di TV color portatili è aumentata notevolmente, poiché la loro parte occupa il 10% del mercato "colore".

Le vendite di apparecchi TV in bianco e nero, sempre in Germania, non hanno potuto mantenersi, per la prima volta, al loro livello. Mentre si erano stabilite a circa 2 milioni di unità nel 1974, esse hanno accusato nel 1975 una caduta dell'ordine del 20%. Anche le vendite di TV portatili hanno subito una diminuzione.

In Gran Bretagna, altro mercato interessante, le vendite di TVC per l'anno trascorso, hanno raggiunto 1,6 milioni di apparecchi, con una diminuzione del 27% in rapporto alle vendite registrate nel 1974 (2,2 milioni di apparecchi). Per il solo mese di novembre, le vendite sono state di 123.000 apparecchi (- 32% in confronto al periodo corrispondente del 1974). Degli 1,6 milioni di apparecchi venduti nel 1975, 270.000 sono stati importati.

Da parte sua, la BREMA (British Radio Equipment Association) indica che per gli undici primi mesi del 1975, sono stati venduti 1,4 milioni di apparecchi TVC (- 30% in rapporto al 1974). Le vendite di televisori in bianco e nero hanno raggiunto, nel 1975, 871.000 apparecchi (+ 13%) per il mese di novembre, esse sono state di 98.000 (+ 31%).

SECONDO UNO STUDIO STATUNITENSE DALLA FINE DEL 1976, I CRISTALLI LIQUIDI SOSTITUIRANNO I LED NEGLI OROLOGI ELETTRONICI

Se si fa riferimento alle previsioni annunciate dall'ufficio studi americano "Creative Strategies", la produzione di orologi elettronici a visualizzazione a cristalli liquidi (LCD) sarà superiore a quella degli orologi a visualizzazione per diodi elettroluminescenti (LED) a partire dal secondo trimestre di quest'anno. E la tendenza dovrebbe continuare. Infatti nel 1978, il mercato (relativo agli orologi elettronici) degli LCD si aggirerà sui 20 milioni di pezzi e quello di LED sarà leggermente superiore a 10 milioni. Nel 1979, la differenza sarà ancora più netta: circa 40 milioni di pezzi per gli LCD e superiore a 15 milioni per i LED. Infine, nel 1980, il mercato mondiale dei cristalli liquidi sarà superiore a 65 milioni di pezzi mentre quello dei LED raggiungerà i 20 milioni di pezzi.

I motivi che sono all'origine di questo futuro abbandono (sempre relativo) dei LED sembra collegato ai recenti miglioramenti apportati ai cristalli liquidi e che concernono la durata e l'estetica. La disponibilità degli LCD è ugualmente migliore dopo che gli LCD vengono fabbricati in grande quantità (da parte di numerosi fabbricanti) e ciò cuserebbe una diminuzione dei prezzi.

La Texas Instruments, uno dei primi fabbricanti di orologi, valuta da parte sua che nei prossimi anni appariranno dei visualizzatori che impiegheranno una differente tecnologia e che sostituiranno gli LCD ed i LED.

Per quanto riguarda gli altri mercati (quello dell'automobile per esempio) sembrerebbe che i cristalli liquidi siano destinati ad un avvenire meno brillante a motivo delle loro limitazioni (poca visibilità con debole illuminazione, e impossibilità di utilizzo a basse temperature).

LA CORNING INTERESSATA IN UNA SOCIETÀ UNGHERESE

La Radelcor Instruments, creata nel dicembre 1975 dalla Radelkis (coperativa ungherese per la fabbricazione di strumenti di misura per l'elettrochimica) dalla Metrimpex (società ungherese per il commercio estero di strumenti) e dalla Corning International prevede di sviluppare nell'anno in corso 600 apparecchi per l'analisi del sangue secondo un nuovo Know How e gli schemi sono stati trasmessi dalla ditta americana. Di queste unità 300 saranno destinate al mercato ungherese e le restanti 300 agli altri mercati socialisti.

Ricordiamo che il capitale della Radelcor Instruments è detenuto in ragione del 41% dalla Radelkis, del 10% dalla Metrimpex e del 49% dalla Corning.

IN RUSSIA È STATA SPERIMENTATA UNA AUTOMOBILE ALL'IDROGENO

L'agenzia Tass ha annunciato che in Russia è stato sperimentato con successo un dispositivo di propulsione automobilistica ad idrogeno.

Questo dispositivo che comprende un "mini-reattore" produttore di idrogeno il quale sostituisce il serbatoio della benzina è stato installato su di una vettura di serie del tipo "Moskwitch-412". Questa modifica sperimentale apportata alla "Moskvitch-412", secondo l'agenzia, non ha affatto cambiato la potenza del motore di questa vettura.

SARÀ LA SESCOSEM, LA SECONDA FONTE DEL MICROPROCESSORE AMD?

La Sescosem potrebbe diventare seconda fonte del microprocessore 4 bits bipolare della americana Advanced Micro Devices. Questo microprocessore, autoaddestrato dalla sigla 2901, ha un tempo di ciclo massimo di 150 ns. Incapsulato in un contenitore a 40 terminali, comprende due porte RAM di 16 parole di 4 bits, una unità aritmetica e logica rapida con la relativa circuiteria.

LA MOTOROLA ABBANDONA I SUOI STUDI SULL'I^2L

Mentre diverse importanti ditte fabbricanti di semiconduttori come ad esempio la Texas Intruments e la Fairchild Semiconductor negli Stati Uniti, la Philps e la Siemens in Europa continuano le loro ricerche sui circuiti I^2L, la Mororola interrompe i suoi lavori (in particolare memorie e microprocessi) in questo campo. La Motorola preferisce orientarsi verso lo sviluppo dei circuiti MOS ad alto rendimento come ad esempio gli N MOS a griglia al silicio, ed altre nuove tecniche MOS (MOS a struttura verticale, MOS a doppia diffusione). A questo proposito è stato d'altra parte creato un gruppo speciale.

Tra i circuiti MOS LSI in fase di sviluppo si cita una memoria dinamica RAM da 16 K

a 16 terminali che verrà messa in campionario tra qualche mese ed un microprocessore da 8 bit su di un solo chip. D'altra parte la Motorola prevede di mettere a campionario una nuova versione della 6.800 che sarà due volte più rapida e che verrà specialmente prevista per la gamma di temperature militari.

SUD AFRICA: REGIME IMPORTAZIONI PER IL 1976

Sono state recentemente stabilite le disposizioni che regolano le importazioni in Sud Africa per il corrente anno.

Il nuovo programma rimane articolato, come per lo scorso anno, su quattro tabelle di merci alle quali si applicano i seguenti regimi:

1) *importazione libera*
2) *importazione su licenza automatica, da rilasciarsi su domanda ed in misura corrispondente ad un fabbisogno ritenuto normale*
3) *importazione entro i limiti di assegnazioni individuali sulla base di contigenti*
4) *importazione su licenza specifica per prodotto.*

Il locale Ministero degli affari Economici ha inoltre comunicato che è stato disposto un primo rilascio di licenze, per l'inizio del 1976, in misura pari al 40% del totale delle assegnazioni concesse nel 1975, per le seguenti categorie di prodotti: (riportiamo i prodotti di nostro interesse)

a) beni di consumo vari

Il rilascio di ulteriori licenze sarà preso in esame nel mese di maggio.

Le licenze predette non saranno concesse automaticamente: gli importatori che desiderano beneficiarne dovranno inoltrare apposita richiesta scritta alla Direzione delle importazioni.

Risulta che il valore complessivo delle licenze concesse da parte sudafricana nel 1975 per i prodotti di consumo vari ed altre categorie non interessanti il nostro settore (dolciumi e bevande alcooliche) è stato pari al 100% delle assegnazioni concesse nel 1974.

ISLANDA: TASSA SPECIALE ALL'IMPORTAZIONE

Le autorità islandesi hanno recentemente prorogata al 31 dicembre 1976 la validità della tassa speciale applicata all'importazione di numerosi prodotti, istituita per il periodo 17 luglio/31 dicembre 1975.

Tuttavia l'aliquota di tale tassa, calcolata sul valore CIF aumentato del dazio doganale, è stata ridotta al 12 al 10% dal 1° gennaio al 31 agosto 1976, e dopo tale data sarà ulteriormente ridotta al 6%.

IRAQ: RESTRIZIONI ALL'ATTIVITÀ DEGLI AGENTI COMMERCIALI

Il Comando del Consiglio Rivoluzionario irakeno ha approvato una legge che prevede l'inclusione nella lista nera di quanti si avvalgono nelle trattative con Enti locali di agenti o di intermediari, senza averne previamente informato gli Enti suddetti.

La legge prevede inoltre severe sanzioni penali, detentive e pecuniarie per quanti esercitino le professione di procacciatori di affari senza aver ottemperato agli speciali obblighi previsti dalle norme.

Gli agenti ed intermediari dovranno essere registrati presso le autorità competenti e non potranno, in mancanza di tale requisito, svolgere le loro attività a meno che non siano specificatamente esentati dal Ministero del commercio interno dall'obbligo della registrazione.

Per informazioni particolari sull'argomento, gli operatori interessati potranno rivolgersi alla Segreteria dell'ANIE - Via Donizetti, 30 - 20122 Milano

GIORDANIA: NUOVE DISPOSIZIONI SULLA REGISTRAZIONE DI DITTE STRANIERE

Le competenti autorità giordane hanno recentemente emanata la legge 46 riguardante la registrazione delle ditte straniere, allo scopo di facilitare le ditte a stabilire proprie rappresentanze in quel paese.

In particolare, le nuove disposizioni prevedono:

1) *tutte le ditte estere possono stabilire una rappresentanza nel paese presentando al Ministero dell'industria e del commercio una domanda contenente i seguenti elementi:*

— *nome della ditta ed indirizzo della sede centrale;— scopo e natura delle attività svolte fuori della Giordania;*
— *durata del soggiorno e nome della persona responsabile della rappresentanza in Giordania.*

2) *L'autorizzazione ad operare sarà comunicata di regola entro una settimana dalla presentazione della domanda.*
3) *Le ditte registrate potranno beneficiare delle seguenti facilitazioni:*

— *esenzione dall'imposta sul reddito e dell'imposta per il benessere sociale, per gli utili realizzati all'estero;*
— *esonero della registrazione presso le Camere di commercio ed associazioni professionali,*
— *esonero delle licenze di commercio e relative tasse,*
— *franchigia doganale per le importazioni di mobili ed attrezzature per gli uffici.*

È concessa inoltre l'esenzione doganale per i campioni commerciali accompagnati da un certificato rilasciato in proposito dal Ministero del commercio.

Gli impiegati stanieri delle ditte operanti nel paese beneficiano altresì delle seguenti facilitazioni:

— *esenzione dei salari dall'imposta sul reddito e per il benessere sociale,*
— *franchigia doganale per i mobili e gli effetti personali importanti purché accompagnati da un certificato rilasciato dal datore di lavoro e vistato dal Ministero dell'industria e del commercio,*
— *esenzione dal dazio doganale ogni due anni per una autovettura,*
— *permessi di residenza e di lavoro rinnovabili ogni due anni.*

Infine le ditte e gli impiegati stranieri possono aprire dei conti non residenti in dinari giordani o in valuta straniera presso tutte le banche commerciali; il trasferimento all'estero delle disponibilità di tali conti non è subordinata ad alcun permesso valutario.

REGOLAMENTAZIONE DELLE IMPORTAZIONI IN VIGORE NELLO ZAMBIA

Si riporta appresso una nota riepilogativa riguardante la regolamentazione delle importazioni attualmente in vigore in Zambia:

Le importazioni di tutte le merci sono subordinate all'ottenimento di una licenza la cui emissione, sulla base di quanto fissato trimestralmente (quote), è regolata dal competente Ministero del commercio.

Per il primo quadrimestre 1976 la proprietà è data al settore agricolo, industriale, minerario, edilizio e farmaceutico sulla base di una limitata disponibilità finanziaria e solo per merci essenziali allo sviluppo del paese. Durante tale quadrimestre i piccoli commercianti e le persone private non potranno importare per più di 500 Kwacha.

Contemporaneamente la tabella delle merci la cui importazione è vietata, stabilita giù nel quarto quadrimestre 1975, è stata nuovamente confermata, con l'aggiunta di alcuni nuovi prodotti.

Il Ministero non concede quindi la licenza d'importazione per le seguenti categorie di prodotti:

1) *articoli che sono già importati in regime di monopolio da un determinato ente parastatale*
2) *articoli vietati in quanto considerati di lusso o non necessari*
3) *articoli protetti in quanto fabbricati localmente*

PRODOTTI LA CUI IMPORTAZIONE È VIETATA IN QUANTO CONSIDERATI DI LUSSO O NON NECESSARI:

Giradischi, registratori, ecc.

ARTICOLI PROTETTI IN QUANTO PRODOTTI LOCALMENTE:

Trasformatori, motori elettrici, ecc.

Radio, tv, ecc.

Pile elettriche, accumulatori elettrici, elettrodi di carbone.

INTENSO PIANO DI CENTRALI NUCLEARI IN IRAN

Più della metà dell'energia elettrica prodotta dall'Iran alla fine del secolo dovrebbe essere di origine nucleare: si tratta di 35.000 MW, secondo le previsioni del Ministero dell'Energia di questo paese. In Iran sono già in costruzione quattro centrali nucleari per un totale di 4.000 MW e sono in corso dei negoziazi per l'acquisto di una decina di altre centrali.

LIBRI RICEVUTI

RECENSIONI

MEMORY DATA BOOK

È il primo manuale della National contenente le informazioni sui MOS e i componenti bipolari di memoria, i sistemi, le note di applicazione e i circuiti di sostegno. Può essere richiesto (ricordiamo che il titolo è "MEMORY DATA BOOK") alla National Semiconductor Corporation, 2900 Semiconductor Drive - Santa Clara California 95051 USA. Volendo ci si può rivolgere anche alla sede inglese, il cui indirizzo è: National Semiconductor (UK) Ltd. - Larkfield Industrial Estate - Greenock, Scotland. Il volume è diviso in indici sezioni, ciascuna di una cinquantina di pagine in media. I titoli delle sezioni sono: 1 MOS RAM - 2 Bipolari RAM - 3 CMOS RAM - 4 MOS E PROM - 5 Bipolar PROM - 6 MOS ROM - 7 Bipolar ROM - 8 Shift Register - 9 Memory Systems - 10 Interface - 11 App Notes/Briefs. Nessun prezzo è indicato in copertina.

IL "TRAITÉ D'ÉLECTRICITÉ"

19 volumi
pubblicato dal politecnico federale
di Losanna/Svizzera

L'accumulo delle conoscenze tecniche nei campi dell'elettronica, elettrotecnica, elettricità, ha ormai raggiunto il livello d'allarme.

Come impadronirsi di questa massa di risultati, censiti in svariate opere?

Molto spesso la terminologia, le annotazioni, i simboli grafici, le unità sono imprecisi, se non contradditori. Per mancanza di un'opera di riferimento, ogni pubblicazione è costretta a ripetere i principi elementari. Contemporaneamente appaiono delle lacune, non sono coperti campi nuovi ed importanti.

Se le conoscenze si trasmettono oralmente nei centri studi, ese si disperdono nei corsi ciclostilati e nei rapporti interni. Per colmare questa lacuna, un collegio di autori appartenenti al corpo insegnanti del Politecnico di Losanna si è lanciato nel compito titanico di redigere un "TRAITÉ D'ÉLECTRICITÉ" in diciannove volumi.

Sarà la prima opera in lingua francese a presentare *l'insieme delle conoscenze di base dell'ingegnere elettronico/elettrotecnico* in modo coerente e completo.

La composizione dei 19 volumi è la seguente:
I Introduction à l'électrotechnique - II Matériaux de l'électrotechnique - III Electromagnétisme - IV Théorie des réseaux de Kirchoff - V Analyse et synthèse des systèmes logiques - VI Analyse es traitement des signaux - VII Electronique I - VIII Electronique II - IX Transducteurs électromécaniques - X Machines électriques - XI Machines séquentielles - XII Energie électrique - XIII Hyperfréquences - XIV Calculatrices - XV Electronique industrielle I - XVI Electronique industrielle II - XVII Mesures - XVIII Télécommunications - XIX Filtres électriques.

Il primo volume ad essere pubblicato sarà il IV della serie, ed uscirà nel luglio 1976. La serie sarà pubblicata in seguito in ragione di 4 o 5 volumi all'anno.

Il prezzo di vendita in libreria di ogni volume varierà, secondo l'importanza, da 12.000 a 24.000 Lire.

Una *sottoscrizione* è aperta fino al 1° settembre 1976; essa permette di acquistare la serie completa di queste opere a condizioni particolarmente favorevoli.

L'edizione del "TRAITÉ " è curata dalle Edizioni GEORGI, 1813 St. Saphorin (Svizzera); la cui diffusione in Italia è stata affidata a Europe Relations, Via Viotti 1, 10121 TORINO.

PUBBLICAZIONI TECNICHE MOTOROLA
Nuova Serie di Cataloghi Motorola per i Dispositivi a Semiconduttore

Motorola S.p.A.,
Divisione Semiconduttori
Via Ciro Menotti 11
20129 Milano

La Motorola ha appena pubblicato una nuova serie completa di cataloghi per i suoi dispositivi a semiconduttore, composta da sette volumi con uno spessore complessivo di circa 23 cm e che presenta le specifiche complete di tutti i dispositivi a semiconduttore prodotti dalla casa stessa. Tale serie di cataloghi riporta, inoltre, le funzioni e le caratteristiche elettriche e meccaniche salienti di tutti i dispositivi a semiconduttore registrati presso l'ente americano EIA, indipendentemente dal fatto che siano prodotti o no dalla Motorola.

La gamma di prodotti è divisa in gruppi (1N a 2N, 3N a 4N, Sigle interne Motorola, MECL, CMOS e circuiti integrati Lineari). A ciascuno di questi sei gruppi corrisponde un volume. Nel settimo volume a raccolto l'indice principale di tutta la serie. Esso è stato realizzato a duplice scopo, cioè oltre a rappresentare l'indice della serie, serve anche da guida per la prima selezione rapida dei dispositivi. Esso, inoltre, mette in risalto i nuovi dispositivi e le loro caratteristiche salienti contiene una breve descrizione di tutti i dispositivi a semiconduttore sia della Motorola che delle altre principali case produttrici di dispositivi a semiconduttore. Infine, esso oltre a rappresentare una guida per trovare i dispositivi equivalenti, raffigura anche le strutture meccaniche di massima dei dispositivi nonché un elenco delle pubblicazioni tecniche Motorola e un indice completo delle note di applicazione.

La serie di questi cataloghi è ora disponibile presso tutti gli uffici Motorola e presso tutti i distributori autorizzati della Motorola.

ELETTRONICA DI POTENZA
di G. Montessori

Editoriale Delfino
Via S. D'Orsenigo 25-27
20135 Milano
volume di 256 pagine
con oltre 256 figure
formato 17 × 25 - L. 6.000

L'elettronica allo stato solido si è dapprima affermata con i transistori che hanno rapidamente soppiantato i tubi elettronici nella funzione di amplificazione di correnti deboli.

Dopo poco si è decisamente e rapidamente imposta anche nel controllo di correnti forti sostituendo thyration, ampolle a vapore di mercurio, ecc. con semiconduttori di piccolo ingombro e basse perdite costituiti dai tiristori. Inoltre la comparsa dei FET, MOS, ecc. ha reso possibile la realizzazione di interruttori statici per segnali di controllo, di memorie e di circuiti integrati che completano ampiamente le tecniche richieste per il controllo di macchine operatrici e per la elaborazione di segnali di comando e controllo di processi industriali.

In questo contesto si inserisce l'opera che presentiamo che si propone a esposizione delle tecniche relative ai controlli di potenza, con particolare riguardo a quello di motori in c.c. e quindi delle macchine operatrici, controlli che rappresentano la parte preponderante delle applicazioni industriali dell'elettronica. L'esposizione non dimentica i circuiti e componenti digitali ed analogici, del tipo più avanzato, che fanno parte dei vari sistemi di regolazione interessati, per cui diviene anche una utile rassegna dei circuiti elettronici più moderni.

L'autore, che da oltre due decenni si occupa della progettazione di apparecchiature elettroniche per l'industria, ha ritenuto opportuno, con la presente opera, di riempire un vuoto esistente nella letteratura tecnica in quanto mancava una trattazione completa ed organica sull'argomento. Le nozioni esposte sono di livello teorico e pratico tali da interessare lo studente, il progettista e l'utilizzatore. D'altra parte le suddette tecniche hanno dato e possono dare un impulso decisivo in numerosi settori, per cui non possono essere ignorate da chi si occupa d'impianti industriali. I primi capitoli sono di carattere prettamente teorico descrittivo e di valore progettistico e riguardano gli schemi di potenza più frequentemente impiegati nei vari tipi di applicazioni, con i relativi circuiti di protezione e sicurezza.

Particolare spazio viene riservato alla descrizione dei convertitori reversibili e alle relative tecniche di controllo. Si tratta, come è noto, dei convertitori aventi le prestazioni più spinte, specie quando debbono trovare impiego in comandi di posizionamento e in controlli numerici.

Il IV e V capitolo si soffermano sui vari circuiti elettronici necessari per il controllo dei circuiti di potenza e per realizzare le varie funzioni di regolazione e di misura e costituiscono una raccolta di circuiti elettronici di notevole interesse.

I capitoli VI e VII sono dedicati ad alcuni aspetti particolari della parte di potenza: iterazioni sulla rete d'alimentazione con produzione di distorsione e di armoniche ed assorbimento di potenza reattiva, e metodi per la connessione in serie e in parallelo di tiristori o di ponti.

Il capitolo VIII costituisce una chiara sintesi della teoria della regolazione e delle questioni connesse alla stabilità, prontezza di risposta, ecc. con particolare riferimento alle applicazioni degli azionamenti.

Il capitolo IX è una rassegna di casi applicativi di azionamenti singoli e multipli in tutti i principali settori industriali. Esso comprende un utile materiale di consultazione anche da parte del non elettronico, interessato alla realizzazione ed utilizzazione di impianti industriali per i quali è opportuna la conoscenza della possibilità offerta dall'elettronica.

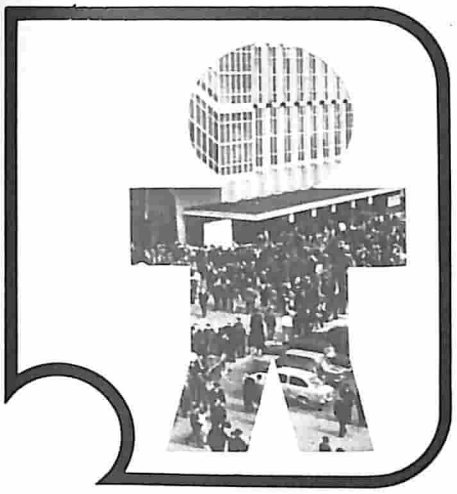
Il captolo X passa in rassegna le principali caratteristiche dei motori in c.c. con riferimento al loro comando con convertitori statici.

Infine il capitoloXI illustra i più interessanti circuiti realizzati mediante l'uso di tecniche digitali, che consentono di ottenere elevate precisioni e tipi di controllo di particolari caratteristiche.

elettronica IERI OGGI sempre

ELESTA per l'elettronica industriale
Elesta s.r.l. elettronica
I. 22100 Como
V.le G. Cesare 20
telef (031) 269.524

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. D 8 sulla cartolina



MOSTRE MANIFESTAZIONI E CONGRESSI

CALENDARIO 1976

SETTEMBRE

7-10: «2° Congresso Internazionale del Trattamento dell'Informazione», Berlino (RFD).
Informazioni: AMK Berlin - Ausstellungs - Messe - Kongress GmbH, Presseabteilung, - D 1000 Berlin 19, Messedamm 22 (RFD).

7-10: «Communications '76» Essen (RFD).
Informazioni: Europort Nedex Group Waalhaven ZZ44, Rotterdam 3022 (Pays-Bas).

24-29: «VIDCOM» Cannes (Francia).
Informazioni: Commisariat Général du VIDCOM - 3 rue Garnier - 92200 Neuilly (France).

24-29: «Hi-Fi '76» Düsseldorf (RFD).
Informazioni: Camera di Commercio Italo-Germanica - Via Torriani, 29 - 20124 Milano.

OTTOBRE

5-8: «Esposizione dell'Elettro-Ottica», Ginevra (Svizzera).
Informazioni: Mack Brooks Exhibitions Ltd, 62-64, Victoria Street, St Albans. Herts, AL 7 3XT, (England).

5-9: «Elektronika» Lubiana (Jugoslavia)
Informazioni: Gospodarsko Razstavisce. Titova 50, 61000 Ljubljana (Yougoslavie).

14-16: «Internepcon UK76 - Assiemaggio e produzione elettronica e microelettronica»; Brighton (Inghilterra).
Informazioni: Kiver Communications Limited - 149-155 Ewell Road, Surbiton - Surrey KT6 6 AW (England).

18-22: «Fiarex - Salone Internazionale dell'Elettronica», Amsterdam.
Informazioni: RAI, Europaplein 8, Amsterdam (Pays-Bas).

19-21: «Internepcon» Brighton/Inghilterra).
Informazioni: Communications Ltd 149/155 Ewell Road, Surbiton, Surrey (England).

20-26: «Fiera e Festival Internazionali del Suono», Londra (Inghilterra).
Informazioni: Industrial and trade Fairs Limited. Radcliffe House, Blenheim Court, Solihull.
West Midlands B912B4 (England).

28-31: «Festival dell'Alta Fedeltà» Strasburgo (Francia).
Informazioni: SDSA - 20 rue Hamelin - 75116 Paris (France).

NOVEMBRE

15-20: «Enpocon - Mostra Convegno del controllo dell'Inquinamento Ambientale», Londra (Inghilterra).
Informazioni: Brintex Exhibitions Limited - 178-202 Great Portland Street, London N1N6NH (England).

24-26: «MEDCOMP '76 Congresso Internazionale del Trattamento dell'Informazione in Medicina» Berlino (RFD).
Informazioni: AMK Berlin - Ausstellungs - Messe - Kongress GmbH. Presseabteilung - D 1000 Berlin 19, Messedamm 22 (RFD).

17-19: «Semicon Europa '76» Zurigo (Svizzera).
Informazioni: Thurganerstrasse 7 - 8050 Zürich (Suisse).

22-26: «MIDEST» Marsiglia (Francia).
Informazioni: Parc des Expositions - 54027 Nancy (France).

25-1 dicembre: «Electronica '76» Monaco (RFD).
Informazioni: Camera di Commercio Italo-Germanica - Via Torriani 29 - 20124 Milano.

DICEMBRE

6-10: «66ª Esposizione di Fisica» Parigi (Francia).
Informazioni: Sté Française de Physique. 33 rue Croulebarbe - 75013 Paris (France).

BIAS '76

La B.I.A.S. per la 14ª volta invita tecnici e studiosi ad un incontro per fare il punto sullo stato dell'arte nell'automazione e strumentazione e per individuarne gli sviluppi futuri.

È un incontro tecnico per operare correttamente nel proprio campo di lavoro; è anche un incontro culturale per conoscere e aggiornarsi sul progresso tecnico-scientifico.

La B.I.A.S. è anzitutto mostra internazionale di strumentazione, cioè di apparecchiature per misurare, sorvegliare, regolare e comandare i controlli di processo. Oltre 1.000 ariende partecipanti (382 italiane e 552 di 23 altre nazioni nel 1974) esporranno tutta la strumentistica dal componente al sistema, comprendendo sensori, trasduttori, regolatori, attuatori e calcolatori in una gamma di dispositivi e strumenti che con difficoltà si lascia classificare dal punto di vista merceologico. Vi contribuiscono la meccanica e l'elettrotecnica come tecnologie di base, affiancate dalla fluidica e pneumatica, con l'elettronica come elemento traente e innovatore. Quest'anno vedremo certamente entrare anche nella strumentazione da processo il protagonista degli anni '70, cioè il microprocessore che modestamente si lascia classificare fra la componentistica elettronica.

La B.I.A.S. è anche convegno tecnico-scientifico che si sviluppa in varie manifestazioni fra loro complementari. Anzitutto, il 23 e 24 Novembre si terrà il convegno scientifico organizzato dalla Associazione Nazionale Italiana per l'automazione - ANIPLA e dalla FAST - sul tema "Automazione ed utilizzazione delle risorse", strettamente collegato con le esigenze attuali cui il tecnico deve dare risposte e mezzi atti a risolvere i problemi legati al contenimento della situazione di crisi e della contemporanea difesa dell'ambiente.

Nei giorni 25 e 26 Novembre si svolgeranno, inoltre, due giornate tecniche promosse dal GISI (Gruppo Imprese Strumentazione Industriale) sul tema "Nuove tecniche di

progettazione, installazione, manutenzione nella strumentazione industriale ". Il GISI, che si è presentato per la prima volta alla B.I.A.S. 1974, interverrà quindi nella Edizione di quest'anno con un suo programma culturale, oltre che come nutrito gruppo di Aziende Espositrici.

Durante la B.I.A.S., gli espositori avranno modo di presentare le loro più recenti realizzazioni nella manifestazione "Presentazione Nuovi Prodotti", che sarà la rassegna delle più importanti novità tecniche esposte.

Per - sabato 27 Novembre - è prevista una tavola rotonda, organizzata a cura della rivista "Automazione e Strumentazione".

Durante la B.I.A.S. si terrà anche la riunione-assemblea europea EUROM venerdì 26 Novembre 1976.

Per l'inaugurazione della Mostra-convegno è annunciata la presenza del Ministro della ricerca, per sottolineare come la strumentazione sia elemento di punta nella ricerca sia tecnologica che di base.

Sono previste visite di missioni composte da operatori economici stranieri opportunamente selezionati, pilotate dall'Istituto Commercio Estero - ICE -, dai seguenti paesi: Brasile, da alcuni paesi dell'Est europeo (Russia, Ungheria), del Medio Oriente e del bacino Mediterraneo (Egitto, Israele, Iraq, Algeria, Iran).

Inoltre, come è ormai consuetudine in concomitanza e collaborazione con la B.I.A.S. 1976, al Centro Commerciale Americano, la cui area espositiva è adiacente a quella della B.I.A.S. con possibilità quindi di passaggio diretto, si terrà una mostra sul tema: "Design Engineering and Components".

66ª ESPOSIZIONE DI FISICA

Organizzata dalla Società Francese di Fisica, la 66ª Esposizione di Fisica sarà tenuta al Parc des Expositions della porta di Versailles, a Parigi, dal 6 al 10 dicembre 1976.

Essa riunirà, come fa da parecchi anni, gli stands dei grandi Laboratori e quelli delle imprese industriali specializzate nella ricerca e nella fabbricazione di apparecchiature per la fisica.

La 66ª Esposizione di Fisica avrà luogo contemporaneamente al Congresso della Fisica dei Plasma che riunirà i fisici di diverse discipline relative a questa branca della fisica.

Le più recenti esposizioni di Fisica erano state tenute contemporaneamente al Salone del Laboratorio (nel 1971 e nel 1974) oppure al Mesucora (nel 1973). Quest'anno l'Esposizione si terrà da sola come era stato previsto dagli organizzatori fin dal dicembre 1974. D'altra parte essa si teneva solitamente ogni diciotto mesi. Quest'anno un intervallo di due anni separerà la prossima Esposizione dalla sua edizione precedente.

Ricordiamo che l'Esposizione del dicembre 1974 (che era collegata al Salone del Laboratorio) riunì centocinquanta espositori che rappresentano quattrocentocinquanta ditte ed accolse 25.000 visitatori.

Exposition de Physique - Societé Française de Physique - 33, rue Croulebarbe, 75013 Paris (France).

V SALONE INTERNAZIONALE "AUDIOVISIVO E COMUNICAZIONI"

Nella cornice prestigiosa e particolarmente attrezzata del Palazzo dei Congressi (C.I.P. - Porte Maillot) il V Salone Internazionale "AUDIOVISUEL et COMMUNICATION" avrà raggiunto, all'inizio del 1977, una nuova meta.

In una rassegna di materiali per professionisti e semiprofessionisti il Salone presenterà sistemi e programmi che, dai più semplici ai più sofisticati, propongono soluzioni razionali ai diversi problemi di formazione, informazione, comunicazione sociale e promozione, aumentando inoltre all'infinito le possibilità di cultura e svago che la società di oggi inquadra nelle attività del tempo libero.

Per la prima volta saranno inoltre esposti i "materiali audiovisivi leggeri", cioè i materiali di qualità a "larga diffusione", utilizzati nell'insegnamento, nella formazione, nell'informazione e nella promozione commerciale.

Specialisti della comunicazione e della formazione nonché Società di servizi saranno disponibili per proporre ai visitatori le soluzioni ricercate.

Infine, ed a completare le presentazioni fatte da ciascun espositore in condizioni tecniche eccezionali, il Salone organizzerà, in due sale pecialmente attrezzate, alcune proiezioni-dibattito su realizzazioni francesi e straniere conseguite nei diversi settori dell'attività.

Il Salone 1977 sarà dunque il punto d'incontro internazionale di tutti coloro la cui missione è di formare, informare, promuovere e distrarre.

Per ulteriori informazioni: S.D.S.A. Servizio Stampa Jean Pierre DUCLOS - Assistente: Janine AUBOUY 20, rue Hamelin - 75116 PARIS.

"COMMUNICATIONS 76" HA RADDOPPIATO LA SUA IMPORTANZA

"COMMUNICATIONS 76", terza di una serie di esposizioni internazionali biennali, si è tenuta al Metropole Convention Centre, a Brighton, Gran Bretagna, nei giorni 8-11 giugno 1976.

L'evento che ha riunito in sé in modo originale le caratteristiche di esposizione, ed insieme di avvenimenti mondani, è aumentato di importanza in modo impressionante dal 1974 ad oggi. Per assecondare le istanze dell'industria, la portata dell'evento è stata ampliata in modo da comprendere, per la prima volta, le telecomunicazioni civili pubbliche e private, quindi l'esposizione ha assunto le caratteristiche di massima completezza nel campo delle apparecchiature e sistemi di comunicazione.

Il congresso che si è tenuto parallelamente é stato organizzato per la prima volta dalla Institution of Electrical Engineers (IEE), principale società scientifica Inglese nel campo dell'elettronica e delle comunicazioni.

L'esposizione ha assunto dimensioni doppie rispetto alla precedente edizione, con più di 140 industriali internazionali ed Inglesi che hanno presentato i più recenti sviluppi nelle apparecchiature e sistemi di comunicazione terrestri, marini, ed aerei, e le relative applicazioni commerciali.

Ogni giornata dell'esposizione ha riguardato un singolo tema, coordinato secondo il programma ufficiale di quattro giorni:
8 giugno - Radiocomunicazioni civili fisse
9 giugno - Radiocomunicazioni civili mobili
10 giugno - Telecomunicazioni civili, pubbliche e private
11 giugno - Comunicazioni per la difesa.

Nel corso del congresso, rivolto in particolare a soddisfare l'interesse degli utilizzatori di apparecchiature e sistemi di comunicazione, sono state presentate 91 memorie, ogni giorno in tre sedute parallele, secondo i temi del programma in quattro giorni della "COMMUNICATIONS 76". Circa metà delle memorie sono state presentate dagli stessi Autori, mentre il resto è stato riassunto dai presidenti di seduta.

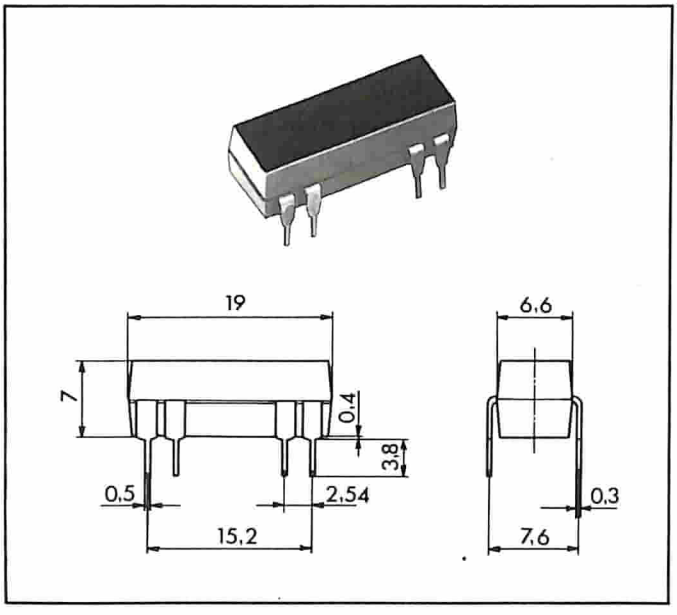
"RENDEZ-VOUS" INTERNAZIONALE DELLA TECNICA BIOMEDICALE A BASILEA

Dal 15 al 18 giugno 1976 ha avuto luogo nei padiglioni della Fiera Campionaria Svizzera di Basilea un "Rendez-vous" internazionale della tecnica medicale.

"MEDEX 76", il 3° Salone internazionale e Congresso dell'elettronica medicale e di bioingegneria, ha riunito circa 160 ditte europee ed americane che hanno presentato i loro prodotti ai medici, alle autorità sanitarie ed alle amministrazioni degli ospedali a cui interessano. Contemporaneamente al Salone si è tenuto un Congresso scientifico internazionale sulla tecnica biomedicale.

Negli Stati Uniti - dove in questo campo si svolge il lavoro da pionieri, tali "rendezvous" vengono organizzati periodicamente e sono frequentati regolarmente da numerosi specialisti. In Europa, incontri di questo tipo erano stati organizzati fino ad ora solo in un quadro ristretto e per la maggior parte avevano carattere strettamente nazionale. Per la prima volta, "MEDEX 76" a Basilea ha colmato questa lacuna con un'ampia presentazione dei risultati ottenuti dalla tecnica biomedicale che sta attraversando un periodo di rapida evoluzione. Si tratta di arrivare ad utilizzare in maniera ottimale a dei scopi medicali gli strumenti, gli apparecchi, i sistemi, i metodi e le attrezzature più moderne. La messa in opera di mezzi moderni implica tuttavia anche la possibilità di arginare l'esplosione delle spese nel settore della sanità, che non si sono ancora potute controllare.

RELE' REED DUAL-IN-LINE
con diodo interno di protezione

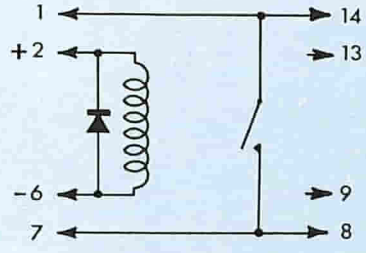


DESCRIZIONE

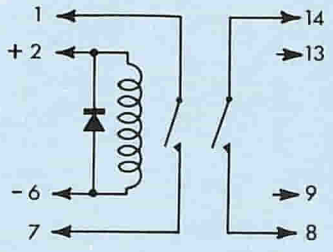
Relè reed dual-in-line incapsulato in contenitore di resina epossidica, con diodo interno di protezione, ai capi della bobina.
Terminali per circuito stampato.
Complementari con i circuiti integrati standard dual-in-line con 8 o 14 terminali.

DATI TECNICI

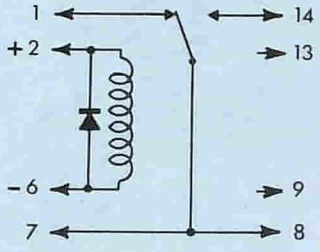
Durata	$5 \cdot 10^5$ operazioni (ai valori max di funzionamento) $10 \cdot 10^5$ operazioni (al 50% dei valori max)
Temperatura di lavoro	—10°C +70°C
Resistenza agli urti	50 g
Resistenza alle vibrazioni	30 g a 2.000 Hz
Rigidità dielettrica	500 V eff. fra bobina e contatti 150 Vc.c. fra i contatti
Resistenza d'isolamento	≥ 1000 MΩ



1 forma A



2 forma A



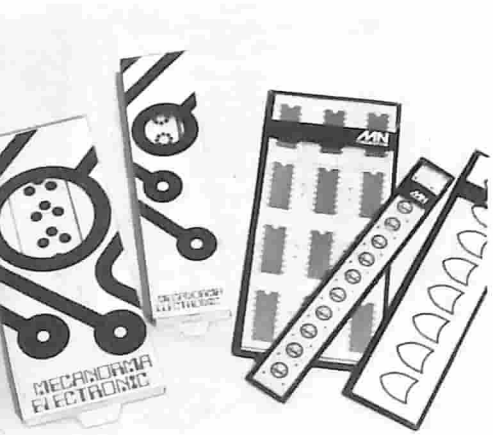
1 forma C

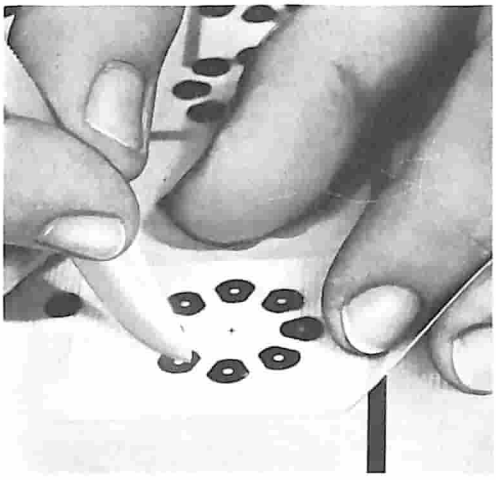
TENSIONE (V)		BOBINA			CONTATTI				Codice G.B.C.
d'intervento max	di rilascio min	V nom. (V)	Resistenza (Ω)	Potenza (mW)	n.	I max (mA)	V max (Vc.c.)	P max (VA)	
4	0,5	5	380	40	1				GR/4704-00
9,6	1,2	12	500	185	forma	500	100	10	GR/4706-00
19,2	2,4	24	2150	171	A				GR/4708-00
4	0,5	5	200	80	2				GR/4782-00
9,6	1,2	12	500	74	forma	500	100	10	GR/4784-00
19,2	2,4	24	2150	171	A				GR/4786-00
4	0,4	5	200	80	1				GR/4720-00
9,6	1,2	12	450	205	forma	250	28	4	GR/4722-00
19,2	2,4	24	1750	211	C				GR/4724-00

Per ulteriori informazioni indicare il **RII. D 9** sulla cartolina

mecanorma electronic system

Questo metodo interviene in tutti gli stadi della realizzazione di disegni di circuiti stampati:
dall'ideazione fino al disegno da realizzare.
Il sistema mette a disposizione dei tecnici elementi predisegnati molto precisi, che si applicano facilmente per trasferimento.
La sua originalità consiste soprattutto nella presentazione degli elementi su strisce e nel loro sistema di applicazione, che assicura ai tecnici precisione e risparmio di tempo.





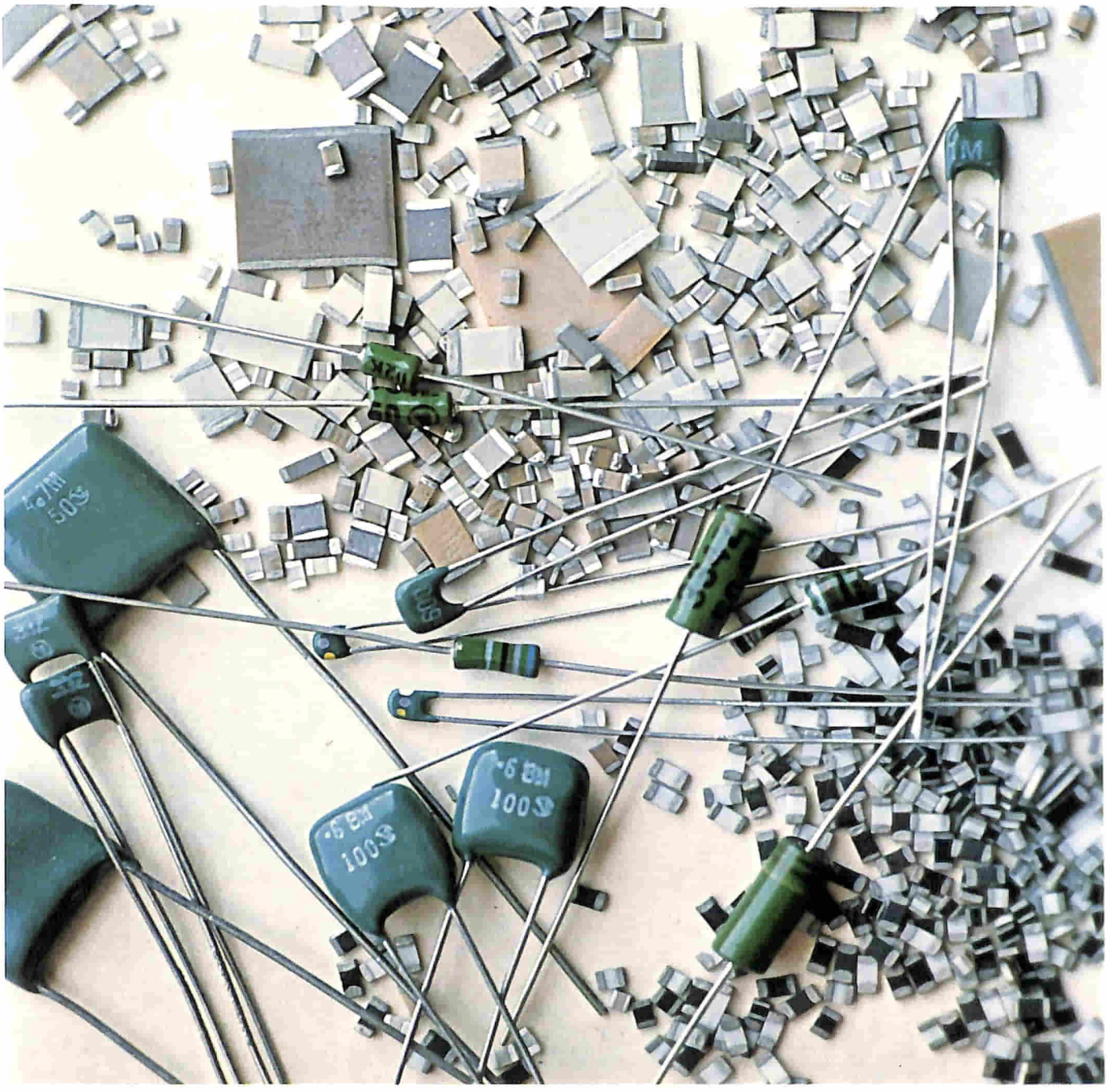
Presentazione:
Simboli su striscie.
Larghezza delle strisce: da 15 a 90 mm secondo la dimensione del simbolo.
Lunghezza: 218 mm.
Le strisce sono rilegate in blocchetti da 10 - 20 o 40, della stessa referenza, contenuti in scatole o astucci di plastica trasparente per una facile estrazione e un'ottima conservazione del prodotto. Questa presentazione permette inoltre a più disegnatori di lavorare contemporaneamente con le stesse norme.

Caratteristiche:
— Posizionamento preciso e rapido, grazie alla trasparenza del supporto ed alla qualità dell'adesivo
— Trasferimento rapido
— Nessuna deformazione dei simboli al momento dell'applicazione
— Resistenza alla manipolazione ed alla riproduzione
— Opacità dei simboli
— Nitidezza dei contorni
— Precisione dimensionale
— Facilità di correzione

er ulteriori informazioni indicare il **Rif. D 10** sulla cartolina

MN mecanorma
DIVISIONE DELL' ARTECNICA S.p.A.
V. APULEIO 2 - 20133 MILANO - TEL. 715459 - 7380482

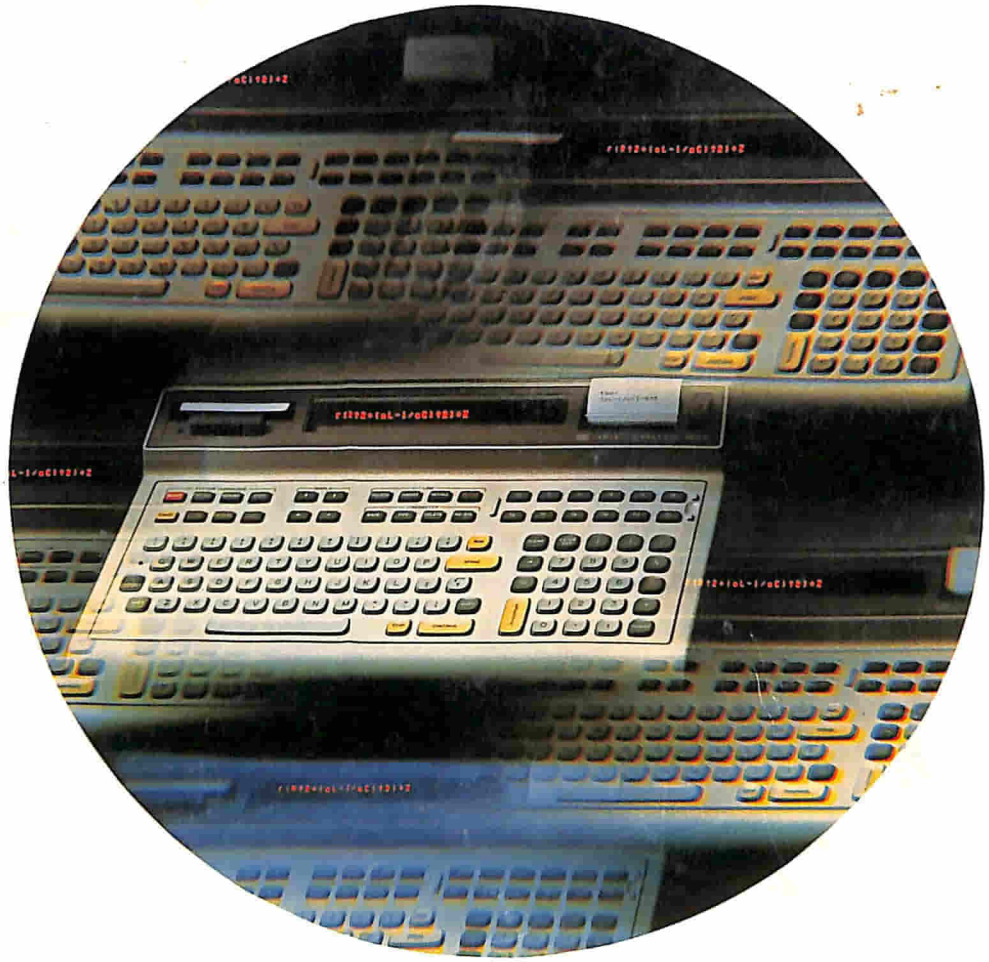
CONDENSATORI CERAMICI MONOLITICI



La **Varadyne Industries Inc.,** Capacitors Division è una delle fabbriche leader nella produzione dei condensatori ceramici monolitici nella esecuzione laccata con terminali e chips.
Gamma di capacità 2,2 pF - 4,7 mfd in sei dimensioni diverse.
Tensione: 50 e 100 V
Ceramica: ultra stable (NPO) stable (X7R)
General purpose (GM)
Una novità della **Varadyne Industries Inc.**
Condensatori ceramici monolitici a tubetto, ermeticamente stagni, incapsulati di vetro.
Caratteristiche secondo MIL-C-11015 e MIL-C-39014.
Possibilità di fornitura anche in esecuzione nastrate
Ceramica: ultra stable (NPO) stable (X7R)
General Purpose (GM) 50 V. Gamma valori da 10 pF a 1 mfd.

VARADYNE

Varadyne Industries, Inc.
Per l'Italia: Syscom Elettronica S.p.A.
Via Gran Sasso, 35 - 20092 Cinisello B. - MI
Telefono 9289251/2/3



Presentiamo l'HP-9825

e sette prestazioni radicalmente nuove per i calcolatori da tavolo.

1: tastiera "attiva". La chiamiamo "attiva" perchè mentre il calcolatore è impegnato nell'esecuzione di un programma, può essere usata per risolvere altri problemi e per interagire con il programma!

2: interrupt. Facile da programmare, l'interrupt, a due livelli, consente un miglior controllo di strumenti e periferici.

3: velocità. La circuiteria N-MOS (LSI) progettata dalla HP per ottenere un'elevata velocità di elaborazione interna: 0,8 μ sec. Accesso diretto alla memoria con velocità media di ingresso/uscita fino a 400 parole da 16 bit al secondo.

4: unità a nastro magnetico incorporata. Ricerca bidirezionale, alta velocità, elevate prestazioni. Cartuccia da 250 Kbytes per l'immagazzinamento di dati e programmi.

5: multidimensionalità. Opera con un massimo di 26 vettori multidimensionali, facilitando la gestione di grandi masse di dati.

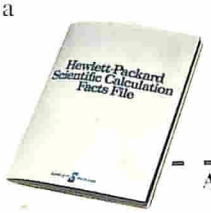
6: linguaggio avanzato. L'HPL (Hewlett-Packard Language) offre una potenza paragonabile a quella del FORTRAN abbinata alla facilità del BASIC.

7: nuovo visore. 32 caratteri in maiuscolo e **minuscolo.**

E ci sono molte altre caratteristiche importanti.

Potenza: da 8K a 32 Kbytes di memoria utilizzabile e alloggiamenti per 4 ROM di interfacciamento.

I canali di I/O controllano tutti i principali sistemi di interfaccia, compreso l'HP-IB (IEEE 488-1975). La maggior parte dei periferici della serie 9800 attualmente esistenti è direttamente collegabile. **Ampia biblioteca di programmi:** più di 1000 programmi già testati ai quali si può accedere attraverso l'HP Calculators Users Club (C.U.C.). A questo punto per sapere tutto sull'HP-9825 spedisci subito il coupon.



HEWLETT hp PACKARD

Assistenza di 172 centri di servizio e vendita in 65 paesi nel mondo.
Hewlett-Packard Italiana S.p.A. Via A. Vespucci, 2 20124 Milano Tel. 6251

A: Hewlett-Packard Italiana S.p.A.
Via A. Vespucci, 2 - 20124 Milano

Per favore inviatemi gratis e senza alcun impegno da parte mia la documentazione sull'HP-9825.

EO-3

Applicazione prevista:
elettronica ☐ interfacciamento ☐ statistica ☐
topografia ☐ medicina ☐

Nome e Cognome _____

Qualifica _____

Società/Ente _____

Indirizzo _____

_____

CAP _____ Tel: _____